

L'ONDE ÉLECTRIQUE

COLLÈGE DE FRANCE
LABORATOIRE
DE CHIMIE NUCLÉAIRE

26^e ANNÉE N° 236
NOVEMBRE 1946
PRIX : 80 FRANCS

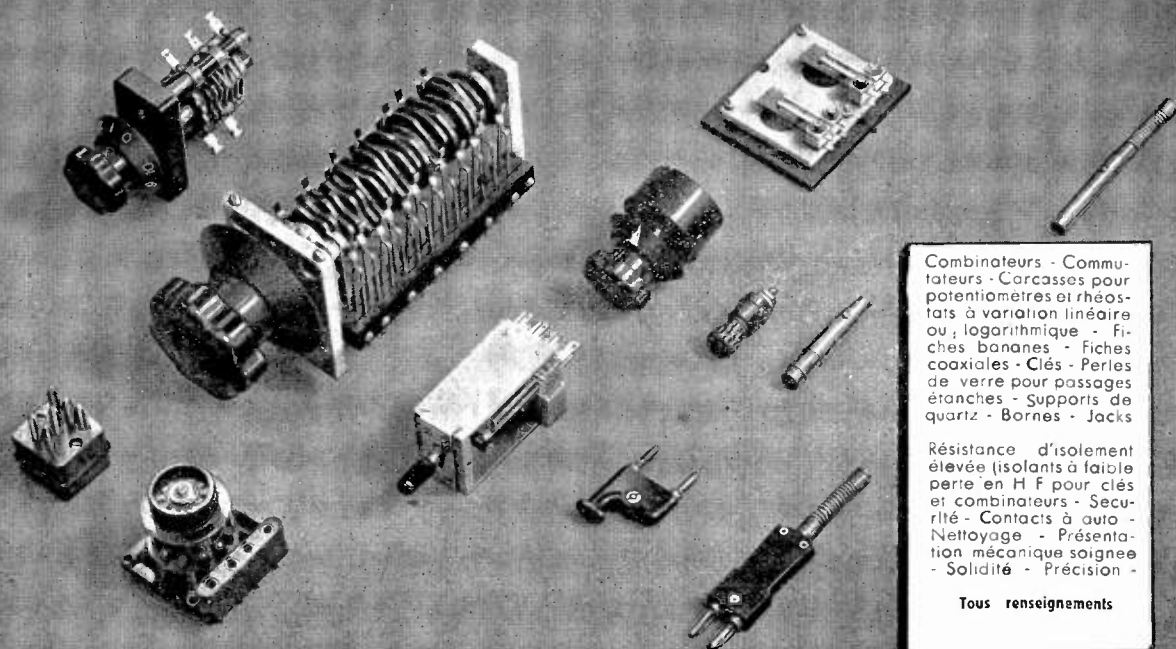
BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ETIENNE CHIRON ÉDITEUR. 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e



LIRE DANS CE NUMERO

Les principaux facteurs qui conditionnent
les systèmes de télécommunication radio-
multiplex en hyperfréquences, par
V.-A. Altovsky.
Considérations sur les liaisons multiplex
par câbles hertziens, par J. Maillard.
Deux appareils de mesure pour ondes
centimétriques : 0 mètre et watt mètre,
par A.-C. Clavier et R. Cabessa.
Les plages d'adaptation des émetteurs,
par D. Glazer et V. Familier.

MATÉRIELS POUR PROFESSIONNELS



Combinateurs - Commutateurs - Carcasses pour potentiomètres et rhéostats à variation linéaire ou logarithmique - Fiches bananes - Fiches coaxiales - Clés - Perles de verre pour passages étanches - Supports de quartz - Bornes - Jacks

Résistance d'isolement élevée (isolants à faible perte en H F pour clés et combinateurs - Sécurité - Contacts à auto - Nettoyage - Présentation mécanique soignée - Solidité - Précision -

Tous renseignements

DIRECTION SERVICES COMMERCIAUX
89, RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS (16^e)

L.T.T

SERVICES D'INSTALLATION - LABORATOIRES
TÉLÉPHONE : TROCADERO 12-71 et 12-85

**SADIR
CARPENTIER**
DÉPARTEMENT RADIO
101, B^e MURAT - PARIS TEL : AUT 81-25

Matériel VHF
D'INFRASTRUCTURE ET DE BORD

 **RAWSON 46**
Groupe Publicité Sadir

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

ABONNEMENT D'UN AN	Etienne CHIRON	Prix du Numéro :
FRANCE. . . . 800 "	ÉDITEUR	
ÉTRANGER : . . . 950 "	40, Rue de Seine — PARIS (6°)	80 francs
	C. C. P. PARIS 53-35	

Vol. XXVI

Novembre 1946

Numéro 236

SOMMAIRE

La Société des Radioélectriciens a 25 ans	R. RIGAL.	399
Les principaux facteurs qui conditionnent les systèmes de télécommunication radio-multiplex en hyperfréquences	V.-A. ALTOVSKY.	401
Considérations sur les liaisons multiplex par câbles hertziens ..	J. MAILLARD.	417
Deux appareils de mesure pour ondes centimétriques : Q mètre et wattmètre	A.-C. CLAVIER. R. CABESSA.	421
Les plages d'adaptation des émetteurs	D. GLAZER. V. FAMILIER.	430
J. L. Baird	R. BARTHELEMY.	438

Sur la couverture :

Éléments de guide d'ondes pour 3 cm. de longueur d'ondes et ondemètre à cavité pour 3 cm et 10 cm. de longueur d'ondes des Laboratoires en Hyperfréquences C. F. T. II.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T. S. F. », a pour buts (art. 1 des statuts) :

1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1° Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Electrique* ;

2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3° Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc ;

4° Bibliothèque et prêt de livres ou de revues à domicile ;

5° Abonnements circulaires à certaines revues ;

6° Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1° Membres titulaires, particuliers..... 200 fr.
— sociétés ou collectivités..... 800 fr.

2° Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, pourront bénéficier d'une réduction de 40 % sur leur cotisation.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux.

3° Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit..... 3.000 fr.

4° Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 800 fr.

5° Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention d'au moins..... 1.000 fr.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALESIA 56-30 - Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 10 francs à toute demande.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

ANCIENS PRESIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

1922	M. DE BROGLIE, Membre de l'Institut.
1928	H. BOUSQUET, Président du Conseil d'administration de la Cie Gle de T. S. F.
1924	R. DE VALBREUSE, Ingénieur.
1925	† J.-B. POMEY, Inspecteur général des P. T. T.
1926	E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	† Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928	Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930	Ed. BELIN, Ingénieur.
1931	C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932	P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	L. BRÉQUET, Ingénieur.
1934	Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F. au Ministère des P. T. T.
1935	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès sciences.
1938	P. FRANCK, Ingénieur en chef de l'Aéronautique.
1939	† J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945	L. BOUTHILLON, Ingénieur en chef des Télégraphes.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.

Vice-Présidents :

MM. P. BESSON, Ingénieur en chef des Ponts et Chaussées.
Y. ROCARD, Professeur à la Sorbonne.
R. BARTHÉLEMY, Membre de l'Institut.

Secrétaire général :

M. R. RIGAL, Ingénieur en chef des P. T. T.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur.

Secrétaires :

MM. Ph. LE CALVEZ, Ingénieur à la Direction du Service de la T. S. F.
J. VOGÉ, Ingénieur des P. T. T.
Y. ANGEL, Ingénieur à la Radiodiffusion Française.

SECTIONS D'ETUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. DE MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectrique.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. BEDEAU.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. BARTHÉLEMY	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. CLAVIER.	M. GOUDET.
6	Electronique.	M. LÉAUTÉ.	M. BRACHET.
7	Documentation.	M. VILLENEUVE.	M. CHARLET.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	Présentés par MM.	MM.	Présentés par MM.
ILTIS (Jean), Ingénieur	SELZ.	ROUX (André), Contrôleur Radiodiffusion Française	RIGAL.
IVAN BLIN, Etudiant	QUINET.	ROUX (Henri), Etudiant à l'E. S. E.	STROUMSA.
JOBERT (Jean), Ingénieur des Travaux S. T. I. Ministère de l'Intérieur	Mme BOURGEOUX.	ROYNETTE (Jean), Agent technique S. T. S.	DANEL.
JALOUSTRE (Henri), Ingénieur au Service d'Etudes du Matériel des Transmissions.	Cl REVIRIEUX.	SANDREAU (Lucien), Agent technique.	LANGLOIS.
JANVROT (Michel), Agent technique, laboratoire S. F. R.	COMTE.	SCHNEBELEN (René), Ingénieur.	BOURASSIN.
LABADIE (Roger), Ingénieur à la Radiodiffusion Française	ANGEL.	SCHWARTZ (André), Etudiant à l'E. C. T. S. F.	QUINET.
LACHERET (André), Agent technique à la S.A.C.M. (télécomm.)	DEJEAN.	SEGALAS (Roger), Attaché S. N. C. F.	BITSCHINÉ.
LECORCHE (Henri), Sergent mécanicien radio.	RIGAL.	SIMON (Edmond), Etudiant, agent technique à l'E. C. T. S. F.	QUINET.
LE GOFF (Jacques), étudiant.	QUINET.	THOUVENOT (Emile), Radioélectricien, mécanicien radar de l'Armée de l'Air.	RIGAL.
LEGRAND (Armand), Constructeur radioélectricien.	QUINET.	TROGNON, Etudiant à l'E. C. T. S. F.	QUINET.
LEMASSO (François), Etudiant.	QUINET.	VANNONI (Libertario), Etudiant.	SELZ.
LEONI (André), Ingénieur.	LACHARNAY.	ZAKHAREVITCH (Boris), Ingénieur.	RIGAL.
MARIE (Georges), Ingénieur.	TRICHET.	BRIAND (Robert), Contrôleur radiodiffusion Française	BOURASSIN.
MARLOT (Louis), Contrôleur technique S. N. C. F.	BITSCHINÉ.	BRIAND (Michel), Ingénieur A. et M.	QUINET.
MAYNENC (Eugène)	Mme BOURGEOUX.	BRIERE (Michel), Elève agent technique.	DELVAUX.
MERIAU (Jean), Contrôleur des P. T. T.	RIGAL.	BRIEU (Jean), Ingénieur Cie française T.H.	GOUDET.
MERLAUD (Georges), Ingénieur I. E. G. attaché S. N. C. F.	RIGAL.	BRUC (Jean), Officier de marine.	QUINET.
MONGIN (Jacques), Ingénieur-élève à l'E. S. E.	BOURASSIN.	BRUN (Jean), Etudiant à l'E.C. de T.S.F.	LECLERC.
MOREL (Roger), Chef de Section Radiodiffusion Française	RIGAL.	BUSSILLET (Louis), Ingénieur.	LANGLOIS.
MORNET (Pierre), Ingénieur.	AHIER.	CAZAUBON (Maurice), Agent technique.	LABATUT.
NAHMIA (José), Etudiant à l'E. S. E.	STROUMSA.	CARRE (Jacques), Agent technique.	MARIQUE.
NAUD (Gaston), Contrôleur des I. E. M. P. T. T.	LAPRIE.	CENTRE DE CONTROLE DES RADIOCOMMUNICATIONS DES SERVICES MOBILES A BRUXELLES.	HOUILLES.
OLIVIER (Marcel), Ingénieur.	LANGLOIS.	CHARPENTIER (Maurice), Sous-ingénieur.	HAMARD.
ORSINI (Jean), Ingénieur au Laboratoire des Télécommunications des Câbles de Lyon.	COGNAT.	CHAUMIER (Bernard), Ingénieur.	
PAIMANS Professeur (Drs physique et mathématiques).	BRANS.		
PAUL-DAUPHIN (Jean), Ingénieur.	HAMARD.		
PAYLOWSKY (Maurice), Ingénieur I. E. G.	POMBONNE.		
PERON (René), Etudiant à l'E. C. T. S. F.	QUINET.		
PETITFOURT (Jean), Etudiant à l'E. C. T. S. F.	QUINET.		
PEROTTI (Estion), Etudiant à l'E. C. T. S. F.	COMTE.		
PEYROTTE (Marcel), Radioélectricien.	QUINET.		
PIDOLLE (Jacques), Etudiant radioélectricien (E. C. T. S. F.)	QUINET.		
QUÉRÉ, Contrôleur principal des P. T. T. à Fort-de-France	LE CALVEZ.		
RABEL (André), Ingénieur à la Cie des Compteurs.	BARTHÉLEMY.		
RICHARD (Adrien), Officier d'active, élève section radio de l'E. S. E.	DAUPHIN.		
RICHARD, Service Radioélectrique Desclieux à Fort-de-France	LE CALVEZ.		
ROUSSEAU (Emmanuel), Agent technique.	SELZ.		
ROUSSEAU (Jack), Ingénieur E. C. T. S. F.	QUINET.		

ANNONCES

A céder quelques livres américains sur les hyperfréquences, les guides et les antennes directrices :

Hyper and Ultra High Frequency

Engineering par Sarbacher

Microwave Transmission

par Slater

S'adresser : RADIO-FRANCIA, 148, rue du Faubourg-Saint-Denis, Paris (10^e). Tél. Nord 21-78.

On demande, pour laboratoire d'Etat en cours de formation : Ingénieurs radioélectriciens expérimentés, Ingénieurs radioélectriciens débutants, Agents techniques radioélectriciens expérimentés. Conditions de travail et de salaires identiques à celles de l'industrie. S'adresser au secrétariat de la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

EDITORIAL

LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS A 25 ANS

C'est en 1921, en effet, que le Général Ferrié, entouré d'éminents savants et ingénieurs, fonda la « Société des Amis de la T.S.F. », qui est devenue depuis la « Société des Radioélectriciens ».

Le bureau de notre Société a décidé de commémorer cet anniversaire en organisant une exposition. Son but était triple. Il s'agissait :

— de démontrer la vitalité de la Société des Radioélectriciens ;

— de faire connaître à un public aussi large que possible les formes et les applications les plus actuelles de la technique radioélectrique ;

— d'apporter la preuve que, malgré les interdictions et le contrôle de l'ennemi pendant les années d'occupation, la collaboration des Administrations et des Industries avait permis d'étudier d'abord et de mettre sur pied ensuite des réalisations qui placent la France en bonne position dans les compétitions techniques internationales.

Pour l'exécution de son projet, la Société des Radioélectriciens a dû chercher des concours matériels et financiers. Elle les a trouvés, d'une part, auprès des Industriels groupés dans le Syndicat de la Construction Radioélectrique, d'autre part, auprès d'Administrations ou de Services Publics, en particulier auprès des Ministères des P. T. T. et de l'Armement, de la Radiodiffusion et de la Télévision Françaises, du Musée de la Marine et du Centre National d'Etudes des Télécommunications.

Grâce à l'accord donné par M. le Recteur de l'Université de Paris, le cadre choisi pour l'Exposition fut celui du Palais de la Découverte. C'est dans cet emplacement prestigieux que furent installés les matériels et panneaux explicatifs, correspondant aux sections spécialisées suivantes, qui seront décrites en détail dans notre prochain numéro : Télévision, Radiodiffusion, Emission-Réception, Hyperfréquences, Navigation, Electronique, Propagation, Applications industrielles de la haute fréquence.

L'Administration des Postes, Télégraphes et Téléphones ayant de son côté décidé de marquer par une exposition le centenaire du Télégraphe Electrique en France, la décision a été prise, pour le plus grand profit de tous, de grouper dans le temps et dans l'espace les deux manifestations.



M. Jean LETOURNEAU, Ministre des Postes, Télégraphes et Téléphones accompagné du R. P. LEJAY et de M. LANGE inaugure l'Exposition de la Société des Radioélectriciens.

Ainsi, ce sont les deux expositions organisées respectivement à l'occasion du 25^e anniversaire de la Société des Radioélectriciens et du Centenaire du Télégraphe électrique que M. Jean Letourneau inaugure le 25 octobre à 15 heures.

Le Ministre des Postes, Télégraphes et Téléphones fut reçu par le R. P. Lejay, membre de l'Institut, Président de la Société des Radioélectriciens pour 1946, et par M. Lange, Directeur Général des Télécommunications au Ministère des P. T. T. Après les discours, M. Jean Letourneau visita longuement l'Exposition et voulut bien marquer l'intérêt qu'il portait aux matériels et aux démonstrations qui lui furent présentés.

Le lendemain 26 octobre et aussi les jours suivants, le Palais de la Découverte accueillit un nombre inusité de visiteurs. Ceux-ci purent, grâce au catalogue détaillé édité par la Société des Radioélectriciens, et grâce aux explications qui leur furent fournies dans les différentes sections, s'initier aux aspects les plus actuels de la technique radioélectrique. On peut être certain que ce succès de curiosité et d'affluence se poursuivra jusqu'au 15 novembre, date de la fermeture de l'Exposition.



M. Jean LETOURNEAU, Ministre des Postes, Télégraphes et Téléphones dans une des salles de l'exposition « Un siècle de Télégraphie ».

Trois conférences furent, d'autre part, organisées dans l'enceinte même du Palais de la Découverte. Elles furent faites : Le 5 novembre, par M. Angel (L'avenir et les possibilités de la télévision); le 7 novembre, par M. Haubert (La propagation des Ondes Radioélectriques); le 9 novembre, par M. Descarsins (Applications de la Haute Fréquence à l'Industrie). Elles attirèrent un auditoire très nombreux.

On peut donc dès à présent affirmer que les objectifs que s'était fixés la Société des Radioélectriciens, ont été atteints.

Mais on ne saurait terminer sans marquer l'esprit qui a présidé à l'élaboration de l'Exposition du Palais de la Découverte. Œuvre collective par excellence, elle n'a été possible que par l'étroite collaboration de Services Publics et d'Industries Privées, ainsi que par la mise en commun des moyens de la vénérable Administration des P. T. T et de la jeune encore Société des Radioélectriciens.

Le Bureau de notre Société se doit d'adresser ses remerciements à tous ceux dont le concours a permis à son entreprise d'aboutir.

Le Secrétaire Général,
R. RIGAL.

LES PRINCIPAUX FACTEURS QUI CONDITIONNENT LES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATION RADIO- MULTIPLEX EN HYPERFRÉQUENCES⁽¹⁾

PAR

V. A. ALTOVSKY,

Chef du Laboratoire de Recherches en Hyperfréquences de la C. F. T. H.

Le présent exposé a pour objet de passer en revue les principaux problèmes qui se posent aux techniciens dans la réalisation des liaisons radiotéléphoniques multiplex en hyperfréquences. Nous avons en vue plus particulièrement les liaisons à grand nombre de voies téléphoniques simultanées (nombre supérieur à 10) et franchissant l'horizon au moyen de relais.

Il n'est pas besoin d'insister sur l'actualité de cette question. Un coup d'œil sur les revues techniques américaines, anglaises, suisses, nous montre l'activité déployée par les organismes publics et privés à l'étranger, en vue de mettre au point des systèmes capables d'entrer en compétition avec les liaisons par câbles. Les travaux poursuivis en France « pendant et malgré l'occupation » ont apporté dans ce concours une contribution non négligeable. Notre dessein n'est pas de faire la balance de celle-ci par rapport à celles-là, mais bien plutôt, nous servant des résultats acquis comme plate-forme de départ, de dégager, si possible, la meilleure orientation à donner au développement à venir.

Délimitons tout d'abord le domaine que nous comptons explorer :

C'est la réalisation de liaisons radiotéléphoniques multiplex capables de concurrencer les liaisons par câbles. Ajoutons immédiatement que cette compétition ne paraît sérieusement possible que depuis l'avènement des hyperfréquences. Ce n'est, en effet, que dans cette partie du spectre hertzien (longueur d'onde de 30 cm. à 1 cm. environ) que se trouvent réunies les conditions de transmission les plus voisines des conditions idéales, à savoir :

- directivité prononcée (on réalise actuellement des faisceaux de 1° d'ouverture) ;
- bruit faible et stable (pas d'autre bruit jusqu'à présent que le bruit d'agitation thermique) ;
- troubles de transmission (du type évanouissement) faibles et lents ;
- larges bandes de fréquence disponibles.

Nous suivrons le plan suivant :

- A) Caractères des informations à transmettre ; les critères de qualité.
- B) Choix du type de modulation.
- C) Choix de la longueur d'onde ; rayonnement et propagation.
- D) Exemples de réalisations françaises et étrangères.

A. — CARACTERES DES INFORMATIONS A TRANSMETTRE LES CRITERES DE QUALITE

Quels sont les éléments principaux d'appréciation de la qualité des communications téléphoniques ?

Ce sont ceux qui expriment l'intelligibilité et la discrétion des communications, leur sécurité de fonctionnement et la facilité plus ou moins grande d'exploitation et d'entretien.

On peut les énumérer :

- a) Fidélité de reproduction

{	bande passante
	distorsion harmo- nique.
- b) Rapport signal/bruit.
- c) Rapport signal/diaphonie.
- d) Constance de l'équivalent de transmission.
- e) Servitudes d'exploitation et d'entretien.
- f) Sécurité des liaisons ; fraction du temps de dérangement.

D'après ces critères de qualité, nous serons à même d'apprécier les mérites de tel ou tel système.

Au préalable, il nous paraît utile d'analyser d'un peu plus près la signification que donnent les téléphonistes à certains de ces critères.

Pour l'intelligibilité, les conditions de fidélité admises dans chaque voie prise individuellement correspondent à 3 à 4 Kc. pour la bande passante, 5 à 10 % pour la distorsion harmonique.

Les parasites du type bruit (contrairement aux produits de distorsion harmonique) ont un niveau indépendant du niveau actuel des signaux à percevoir. Du point de vue de l'intelligibilité, ils sont

(1) Communication présentée devant la Section Hyperfréquences de la Société des Radioélectriciens, le 23 juillet 1946.

à comparer aux valeurs les plus faibles possibles de ces signaux. Les niveaux réels, en valeur instantanée comme en valeur moyenne, des signaux transmis sur une ligne téléphonique étant très variables, les téléphonistes, compte tenu des limites pratiques de ces variations, ont trouvé commode d'utiliser comme référence de signal utile une tonalité d'un niveau défini, en un point particulier du réseau ; à savoir une tonalité d'une puissance d'un milliwatt à la table interurbaine.

Par convention, le rapport signal/bruit des téléphonistes exprime par comparaison à 1 milliwatt, le niveau du bruit mesurable à la table interurbaine sur la voie téléphonique examinée. Une valeur usuelle pour ce rapport signal/bruit est de 55 db.

Les parasites produits par la diaphonie sont ceux dont la présence dans une voie est due aux paroles transportées par une autre voie. La diaphonie étant éventuellement intelligible, on demande, pour des raisons de discrétion, que les produits de diaphonie soient couverts par les bruits, soit par exemple 10 db au-dessous de ceux-ci. De nouveau, le rapport signal/diaphonie se réfère au niveau de comparaison, d'un milliwatt pour une tonalité d'essai à la table interurbaine. La diaphonie susceptible d'être perçue dans une voie est due principalement aux crêtes de niveau dans les autres voies. Nous avons donc à nous intéresser, non plus aux minima de ces niveaux, mais à leurs maxima. Cette étude est pour les systèmes multiplex d'un intérêt tout particulier. En effet, dans tous les systèmes multiplex connus avec transmission par fil ou radio, existe un compromis entre le rapport signal/bruit et le rapport signal/diaphonie. Cela tient à la présence d'organes amplificateurs, modulateurs, démodulateurs, ayant, du point de vue des niveaux des voies à transmettre, une capacité de charge définie au delà de laquelle se produisent des distorsions des signaux transmis, introduisant des diaphonies entre voies.

Pour un matériel donné, si l'on élève progressivement le niveau des voies, on tend vers un point de surcharge qui correspond, suivant les cas, à l'apparition d'un courant grille dans une lampe amplificatrice, un taux de modulation de 100 % en modulation d'amplitude, l'atteinte du coude supérieur ou inférieur du discriminateur en modulation de fréquence.

La même limitation existe sous une forme un peu différente, comme nous le verrons, pour la modulation par impulsions. Dans tous les cas, un accroissement du rapport signal/bruit par augmentation du niveau du signal, tend à détériorer le rapport signal/diaphonie et réciproquement.

La charge effective, due à un ensemble de voies téléphoniques transmises simultanément, a été étudiée par Holbrook et Dixon (BSTJ 1939) dans le cas du multiplex à courant porteur sur câbles.

On sait que cette technique consiste à transposer les voies téléphoniques dans le spectre des fréquences avec un espacement défini, de 4 en 4 Kc par exemple, et transmettre sur un seul câble le signal composite que constitue le groupement des voies ainsi réparties. L'opération inverse s'effectue

à l'extrémité de la transmission et restitue les voies sous leur forme primitive.

Une cause de diaphonie dans un tel système, tient à l'insuffisance de linéarité que présentent, en cas de surcharge, les répéteurs insérés le long du câble. Les circuits à contre-réaction dont sont munis ces répéteurs pour corriger les distorsions non linéaires, efficaces pour des niveaux normaux, sont mis en défaut en cas de surcharge. Pour les répéteurs, cette charge est essentiellement de la nature d'une amplitude instantanée. Le point de surcharge correspond à l'amplitude instantanée du signal composite qui provoque la naissance du courant de grille dans le dernier étage du répéteur. Les auteurs américains, cités plus haut, après avoir noté les variations des valeurs instantanées de crête dans chaque voie téléphonique (variations considérables), montrent la faible probabilité de coïncidence des crêtes maxima des différentes voies. Il en résulte que le signal composite constitue une charge effective, relativement très avantageuse par rapport à celle qu'implique une seule voie.

Les courbes de la figure 1 ont été obtenues en tenant compte :

- du volume moyen d'une voie téléphonique et des variations possibles de ce volume (le volume est une grandeur liée à la puissance moyenne d'une conversation, prise sur un long intervalle de temps) ;
- du facteur de crête des signaux composés de plusieurs voies, en fonction du nombre de voies ;
- de la probabilité de fonctionnement simultané d'un certain nombre de voies.

En ordonnées, se trouvent portées les valeurs de la tension efficace sinusoïdale dont l'amplitude correspond à la charge produite par un système à N voies téléphoniques, N étant porté en abscisses. L'hypothèse faite est que le dépassement de cette charge équivalente n'a lieu que pendant moins de 1/100 du temps, ce qui peut être considéré comme un trouble négligeable. Le niveau du signal équivalent est reporté à 1 milliwatt.

La courbe à utiliser le plus usuellement est la courbe C.

Ainsi :

pour une voie, le signal de charge équivalente serait de 11 db ;

pour 10 voies, le signal de charge équivalente serait de 15,5 db ;

pour 100 voies, le signal de charge équivalente serait de 18,5 db ;

pour 300 voies, le signal de charge équivalente serait de 21 db.

On remarque que pour 300 voies, par exemple, la charge est seulement de 10 db plus élevée, soit un facteur de 10 en puissance par rapport à une seule voie.

B. — TYPES DE MODULATIONS

Notre attention est sollicitée par trois types de modulations :

- la modulation d'amplitude,
- la modulation de fréquence,
- la modulation par impulsions.

1° Modulation d'amplitude.

La modulation d'amplitude est la plus ancienne en date.

Le mode de groupement des voies le plus classique, associé avec l'emploi de la modulation d'amplitude est celui qui consiste à utiliser la technique des courants porteurs sur câbles, citée plus haut. C'est dire que l'on répartit préalablement les voies dans le spectre des fréquences. On les groupe et on les retransmet par modulation d'amplitude de l'onde rayonnée. La modulation retransmise est donc un signal occupant une largeur de bande qui est sensiblement égale à Nb , quand N voies de bande b sont transmises.

Du point de vue de la charge, le modulateur ne saurait accepter un taux de modulation supérieur à 100 %. Cette charge est pour lui, comme dans le cas du répéteur, de la nature d'une amplitude instantanée. Les capacités de charge, calculées précédemment, s'appliquent donc directement, ce qui tend à rendre avantageux les systèmes à très grand nombre de voies.

Les principales difficultés de mise en œuvre de la modulation d'amplitude tiennent au fait que les distorsions non linéaires d'amplitude, qui affectent l'onde modulée, donnent naissance à des termes

d'intermodulation entre les bandes latérales appartenant aux différentes voies, et se traduisent par des diaphonies entre voies. Les termes d'intermodulation dus aux courbures du 2^e ordre étant communément les plus intenses, les premiers systèmes multiplex en date :

- le système 9 voies Ecosse-Irlande (1937) et le
- système japonais à 6 voies (1939)

tendaient à améliorer la situation en utilisant une idée proposée par Hinton en 1931, dite à bandes latérales déportées. D'après ce procédé, les termes d'intermodulation du 2^e ordre sont rejetés hors de la bande occupée par les signaux. La condition pour qu'il en soit ainsi, est pour des signaux occupant une bande s'étendant de f_1 à f_2 , que :

$$f_2 - f_1 \leq f_1 < f_2 \leq 2 f_1$$

Même en choisissant les valeurs-limites, c'est-à-dire $f_2 = 2f_1$, on est conduit à dépenser autour du porteur une bande de fréquence double de celle strictement nécessaire.

Par ailleurs, s'étant débarrassé des diaphonies du 2^e ordre, on s'aperçoit que celles du 3^e ordre ne sont pas négligeables. Contre elles, pas de remède possible du type proposé par Hinton, car les courbures du 3^e ordre donnent inévitablement des termes

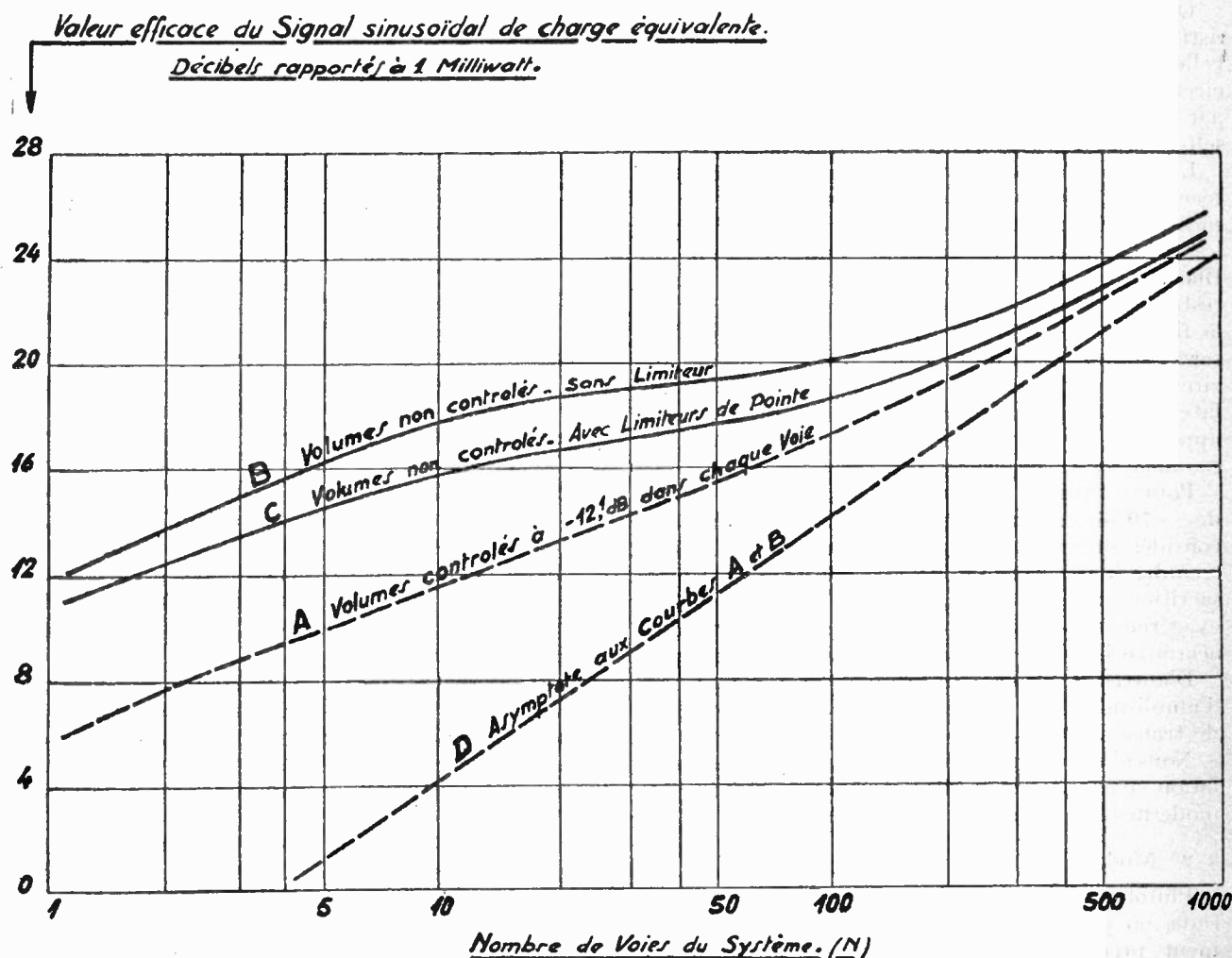


FIG. 1. — Capacité de charge en amplitude pour des systèmes Multivoies à N voies (d'après Holbrook et Dixon. B. S. T. J., 1939).

d'intermodulation, se situant dans la bande des signaux transmis.

Dès lors, on a recours au principe de la contre-réaction utilisé avec l'efficacité que l'on sait dans les systèmes multiplex sur câbles.

Rappelons la relation fondamentale des circuits à contre-réaction :

$$\gamma = \frac{\alpha}{1 - \alpha\beta}$$

α étant l'amplification de la chaîne directe en valeur complexe ;

β — l'amplification de la chaîne de retour en valeur complexe ;

γ — l'amplification résultante.

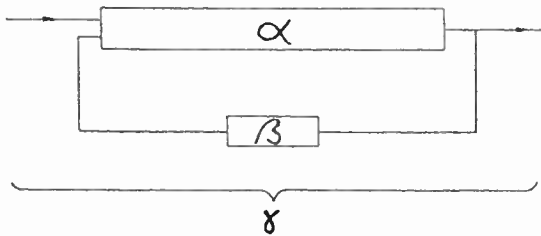


FIG. 2. — Schéma de principe d'une boucle de contre-réaction.

Quand $|\alpha\beta|$ est grand devant l'unité, les caractéristiques de la chaîne directe disparaissent devant celles de la chaîne de retour, constituée dans les circuits de contre-réaction classiques des répéteurs, par des éléments passifs (résistances, capacités, self-inductions) essentiellement linéaires.

Le même principe sous la forme d'une contre-réaction d'enveloppe a été appliqué aux systèmes radio-multiplex, en modulation d'amplitude, par les meilleurs spécialistes de la contre-réaction, les Black et les Bode des Laboratoires Bell. Le succès reste très modeste, comme on peut en juger sur la figure 3. En effet, la chaîne de retour, qui doit servir de référence de linéarité, comprend, dans un circuit à contre-réaction d'enveloppe, un démodulateur dont la linéarité, malgré les perfectionnements apportés, reste insuffisante, même pour des taux de modulation ne dépassant pas 50 %.

Pour retrouver les taux de diaphonie de l'ordre de — 70 db usuels sur les câbles, il faudrait réduire considérablement le taux de modulation, se restreindre à des taux inférieurs à 10 %, c'est-à-dire, sacrifier sur le rapport signal/bruit ou accroître exagérément la puissance d'émission, c'est-à-dire accroître les difficultés d'exploitation automatique.

D'autres problèmes se posent encore en modulation d'amplitude, tels que la constance de l'équivalent de transmission.

Nous n'insisterons pas davantage, ce type de modulation ayant à s'incliner devant les procédés plus modernes que nous examinerons maintenant.

2° Modulation de fréquence.

Plutôt que de moduler l'onde rayonnée en amplitude, on peut la moduler en fréquence, le groupement préalable des voies s'opérant de la même manière que précédemment, c'est-à-dire avec répar-

tition préalable dans le spectre de fréquence, le signal modulant occupant la bande Nb. Sous cette forme, la modulation de fréquence apparaît immédiatement comme un procédé de choix pour les transmissions multiplex avec relais.

a) Rapport signal/diaphonie.

Les distorsions non linéaires d'amplitude que peut subir l'onde modulée en fréquence sont sans influence

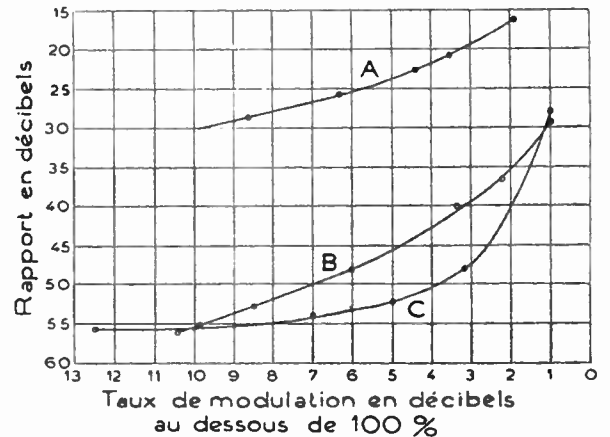


FIG. 3. — Distorsion de l'harmonique 2 de l'émetteur (d'après Burrows et Decino, P. I. R. E., février 1945).

A. — Sans contre-réaction.

B. — Avec démodulateur à diode ordinaire.

C. — Avec démodulateur Mc Rae.

sur la modulation transportée, à simple condition de séparer le spectre fondamental de l'onde modulée en fréquence du spectre harmonique que produit une distorsion d'amplitude. Cette condition s'écrit :

$$F \pm \frac{B}{2} \leq 2 \left(F \pm \frac{B}{2} \right) \quad F \geq \frac{3}{2} B$$

B est la largeur de bande utile occupée par l'onde F modulée en fréquence ($\frac{B}{2}$ est voisin de ΔF excursion en fréquence, quand les indices utilisés sont élevés). Cette propriété est particulièrement importante pour les stations-relais, dont les distorsions non linéaires aux étages changeurs de fréquence et amplificateurs, n'apportent aucun trouble, contrairement aux systèmes à modulation d'amplitude.

La condition indiquée plus haut ne vise en pratique que les amplificateurs à fréquence intermédiaire que l'onde modulée en fréquence traverse aux stations-relais, et impose à la fréquence intermédiaire à utiliser une limite inférieure que l'on n'éprouve aucune difficulté à satisfaire.

Il est vrai que les signaux transportés par modulation de fréquence sont influencés par les distorsions de phase qu'introduisent les circuits passifs traversés. Les exigences pour maintenir à un niveau négligeable ces distorsions sont peu sévères à réaliser dans la pratique.

Pour conserver à la modulation de fréquence tout le bénéfice de son insensibilité aux distorsions non linéaires, faut-il encore qu'aux stations terminales de la liaison, à l'émetteur et au récepteur, les opérations de modulation de fréquence et de démodulation, qui doivent être des transformations linéaires de

variations d'amplitude en variations de fréquence et *vice versa*, n'introduisent pas les distorsions et les diaphonies évitées en cours de trajet.

La technique de la contre-réaction transposée en modulation de fréquence sous la forme de la « compression de fréquence » a été appliquée avec succès pour traiter ce problème, aussi bien à l'émission pour corriger la caractéristique de modulation de l'émetteur, qu'à la réception pour améliorer celle du discriminateur de démodulation.

Les taux de diaphonie obtenus se situent dans les ordres de grandeur de ceux des répéteurs sur câbles, aux environs de — 70 db.

La réussite tient essentiellement au fait que l'on a pu mettre au point, pour les chaînes de retour, des éléments démodulateurs ou modulateurs, suivant le cas, ayant un degré de linéarité conforme aux sévères exigences demandées.

b) Rapport signal-bruit.

Comme en modulation d'amplitude, il existe, pour certains organes traversés par l'onde modulée en fréquence, un point de surcharge, en cas de modulation trop prononcée. Cela se produit lorsque l'excursion de fréquence de crête atteint une région à courbure exagérée du modulateur ou du démodulateur. La charge est, comme précédemment, du point de vue des signaux modulants, de la nature d'une amplitude instantanée. Le mode de groupement des voies étant le même que celui des courants porteurs sur câbles, les capacités de charge indiquées par Holbrook et Dixon s'appliquent à nouveau, favorisant spécialement l'emploi de systèmes multiplex à grand nombre de voies.

Cependant la modulation de fréquence présente un avantage supplémentaire très important. Nous voulons parler de la possibilité d'améliorer le rapport signal-bruit comparativement à la modulation d'amplitude, sans accroître la puissance transmise, cela au prix d'un élargissement de la bande de fréquence rayonnée. L'amélioration, comme il est connu, se chiffre en puissance par :

$$\frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} M d F / \frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} M d A \text{ à } 100 \% = 3 m^2 = 3 \left(\frac{\Delta F}{N b} \right)^2$$

ΔF est la déviation de fréquence de la fréquence porteuse. Nb est la largeur de bande des signaux modulants.

Ce facteur d'amélioration a une très grande importance pour les stations-relais car il permet, en utilisant des valeurs d'indice de modulation m élevées, par exemple de 10 à 20, de réduire la puissance émise aux stations-relais de 300 à 1.000 fois. Il en résulte une réduction correspondante de la puissance d'alimentation de la station-relais, ce qui facilite notamment le problème du fonctionnement sans surveillance.

La limite pratique à l'augmentation de l'indice de modulation tient, à l'heure actuelle, aux caractéristiques des tubes offerts par la technique, en ce qui concerne la largeur de bande que ceux-ci permettent de transmettre. Le problème se pose notamment

pour les étages amplificateurs à fréquence intermédiaire des stations-relais.

Les tubes conventionnels modernes, du type penthode et triode avec grille à la masse, à facteur de mérite S/C élevé, permettent d'établir sans trop de peine des amplificateurs atteignant 10 à 20 Mc de bande. Des circuits plus élaborés ont permis de réaliser une cinquantaine de mégacycles.

Le problème se pose également pour les tubes hyper-fréquences de sortie des relais. La tendance doit aller certainement vers des tubes à bande large, de faible puissance, plutôt que vers des tubes à puissance relativement élevée, mais n'acceptant que les bandes étroites, comme il en a été développé dans le passé, tubes mal adaptés aux transmissions multiplex.

On peut essayer de définir un facteur de mérite pour un tube de sortie de relais à une longueur d'onde donnée. Ce facteur devrait être proportionnel à la puissance haute fréquence, au carré de la largeur de bande transmise, et inversement proportionnel à la puissance d'alimentation ; c'est-à-dire être le produit du rendement par le carré de la largeur de bande.

$$\rho \times B^2_{(Mc)}$$

Pour prendre des exemples de tubes réalisés à 10 cm de longueur d'onde, un tube de 100 Watts haute fréquence, ayant un rendement de 20 %, une puissance d'alimentation de 500 Watts, une largeur de bande de 2 Mc, a un facteur de mérite de 0,8, facteur de mérite très inférieur à un tube de 0,1 Watt haute fréquence, rendement 1 %, 10 Watts d'alimentation, ayant 40 Mc de bande, dont le facteur de mérite est égal à 16.

Une autre qualité de la modulation de fréquence, bien faite pour plaire aux téléphonistes, est l'absolue indépendance de l'équivalent de transmission des variations de niveau susceptibles d'affecter l'onde porteuse en différents points de son parcours et ce, dans de très larges limites.

Cette propriété est due à la présence de limiteurs d'amplitude indispensables par ailleurs en modulation de fréquence, pour assurer le bénéfice de la protection antiparasite, exprimée par le facteur $3 m^2$.

Enfin, circonstance favorable, parmi les tubes hyper-fréquences développés par la technique, les tubes à modulation de vitesse se modulent directement en fréquence par simple variation d'une tension d'alimentation.

3° Modulation par impulsions.

La modulation par impulsions s'est développée ces dernières années, principalement du fait que certains tubes hyper-fréquences, les magnétrons, n'admettaient pas en pratique d'autre type de modulation que la modulation télégraphique. Sous sa forme de début, la modulation par impulsions consistait dans la transmission de signaux rectangulaires, de fréquence de récurrence constante, d'amplitude constante et dont la durée était variable suivant l'intensité de la modulation.

On estima avantageux, du point de vue de la puissance moyenne d'émission, de ne transmettre que le début et la fin du signal rectangulaire sous la forme

d'une paire d'impulsions, la première de fréquence de récurrence constante, la seconde présentant, par rapport à celle-là, un écart variable.

L'impulsion à fréquence de récurrence fixe elle-même fut jugée superflue et l'information transportée par les variations de position d'une impulsion, brève et de durée constante, par rapport à la position moyenne qu'elle aurait eue à défaut de modulation. On peut encore dire que l'information est transportée par modulation de phase ou de fréquence de la fréquence de récurrence (Fig. 4).

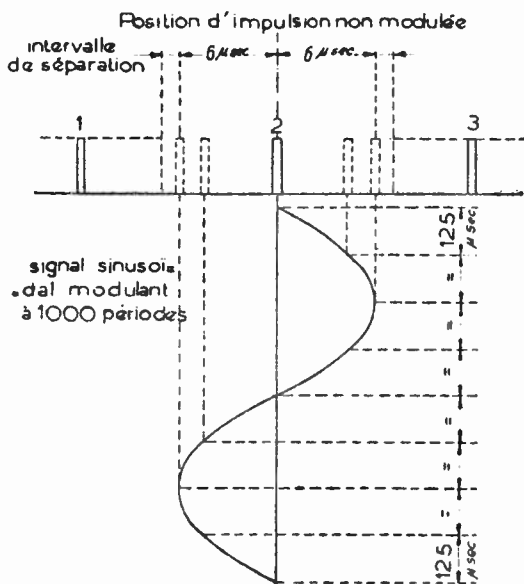


FIG. 4. — Modulation par un signal sinusoïdal à 1.000 périodes de la voie n° 2 de l'appareil AN/TRC(6).

Il fut montré que la fréquence de récurrence pouvait être réduite jusqu'à n'être égale qu'à 2 ou 3 fois la fréquence la plus élevée à transmettre. Une voie téléphonique était ainsi transportée par des impulsions brèves, séparées par des temps morts relativement longs, il était donc possible de placer, dans les intervalles, des impulsions appartenant à une ou plusieurs autres voies. C'était le multiplex à division de temps, réinventé environ tous les cinq ans, depuis une trentaine d'années.

Les figures ci-contre montrent la distribution des impulsions appartenant aux différentes voies. La modulation de chaque voie occupe un certain intervalle de temps dans lequel l'impulsion de la voie est autorisée à se déplacer, un intervalle de garde évite le chevauchement des intervalles de modulation des voies, chevauchement qui produirait des diaphonies ; une impulsion de synchronisation permet l'identification des impulsions des différentes voies.

Du point de vue signal/bruit, la modulation par impulsions prétend aux mêmes mérites que la modulation de fréquence.

En mettant en œuvre des limiteurs d'amplitude à maxima et minima, conjointement avec de larges bandes haute fréquence, on peut tirer parti de la brièveté des impulsions transmises pour diminuer l'influence des parasites sur la position des impulsions, donc améliorer le rapport signal/bruit.

Il est aisé de montrer que la protection anti-parasites, comparée à la modulation d'amplitude, est en puissance proportionnelle au carré du rapport

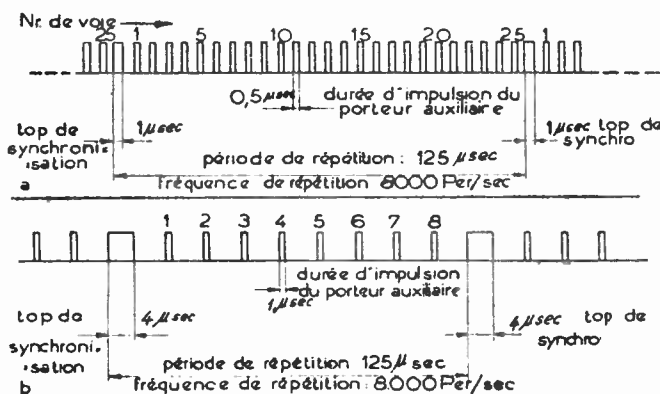


FIG. 5. — a) Modulation à impulsion utilisée par la F. T. R. ; b) Modulation à impulsion utilisée par la R. C. A. (AN/TRC/5) et la WE (AN/TRC/6).

de la bande haute fréquence à la somme Nb des largeurs de bande des modulations individuelles transmises, tout comme en modulation de fréquence. Les auteurs ne sont pas aussi unanimes, quant au coefficient dont il faut affecter le rapport $\left(\frac{B}{2Nb}\right)^2$

à la place du coefficient 3 de la modulation de fréquence. Ce coefficient dépend notamment de l'importance de l'intervalle de garde entre les voies, relativement à l'intervalle moyen de deux impulsions,

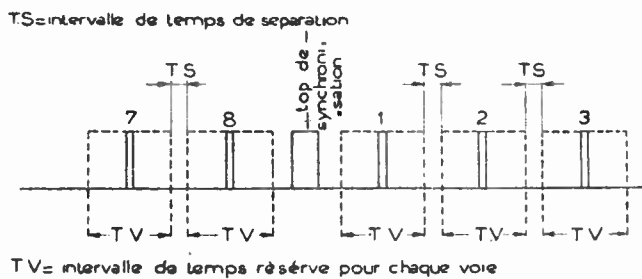


FIG. 6. — Répartition dans le temps des impulsions modulées.

successives non modulées ; il est clair, en effet, que toute chose égale d'ailleurs (fréquence de récurrence, durée d'impulsions, puissance moyenne constantes) le niveau de bruit par voie est indépendant, en première approximation, de l'excursion de position de l'impulsion d'une voie, tandis que le niveau utile de la voie est directement proportionnel à cette excursion. Plus l'intervalle de garde sera important, plus les excursions individuelles devront être limitées. On voit, à nouveau, ici en concurrence le rapport signal/bruit et le rapport signal/diaphonie.

Dans des systèmes très élaborés où l'intervalle de garde n'est que le cinquième de l'intervalle moyen entre impulsions, le coefficient à utiliser est voisin de 0,75, c'est-à-dire un désavantage de 6 db par rapport à la modulation de fréquence. Dans d'autres cas, l'intervalle de garde occupe jusqu'à 3/5 de l'intervalle moyen entre impulsions et ce coefficient

tombe à 0,05, soit un désavantage de 17 db par rapport à la modulation de fréquence.

Cependant la modulation d'impulsions présente un autre défaut bien plus prononcé par rapport à la modulation de fréquence. On a affirmé souvent que la modulation par impulsions était particulièrement convenable aux transmissions multiplex. Nous allons essayer de montrer le contraire. Soit en effet un système multiplex à N_1 voies et supposons fixées la fréquence de récurrence et la largeur de bande haute fréquence B , c'est-à-dire la durée d'impulsion. Nous donnons à l'excursion individuelle de chaque impulsion la valeur maxima compatible avec la protection contre la diaphonie ; essayons, dans ces conditions, d'augmenter le nombre de voies, par exemple de le doubler. Le nombre d'impulsions sera doublé et l'excursion de chacune d'elles réduite environ de moitié. En conséquence, le niveau de chaque voie, après modulation, est la moitié, en amplitude, du précédent. Le rapport signal/bruit a donc baissé de 4 fois en puissance par voie. Ce résultat est bien conforme à la proportionnalité annoncée avec $(B/2 N b)^2$.

En modulation de fréquence à bande haute fréquence constante, on aurait eu en doublant le nombre de voies la même diminution. Mais en modulation d'impulsion, ayant doublé le nombre d'impulsions sans modifier leur durée, nous avons multiplié par deux la puissance moyenne émise, autrement dit, dans un système multiplex à division de temps, la puissance émise est directement proportionnelle au nombre de voies. Nous avons vu, au contraire, que dans le cas des multiplex à répartition dans le spectre de fréquence, intervenait, suivant les courbes d'Holbrook et Dixon, un facteur de plus en plus favorable en fonction de l'augmentation du nombre de voies. Reprenons les courbes de capacité de charge pour comparer les mérites des deux systèmes, ce qui nous permet de dresser le tableau suivant :

Nombre de voies	Charge équivalente en MdI	Charge équivalente en MdF	Gain en puissance moyenne à transmettre MdF/MdI
1	11 db	11 db	0 + 9
10	21 db	15,5 db	5,5 + 6
30	26 db	17 db	9 + 6
100	31 db	18 db	13 + 6
300	36 db	21 db	15 + 6

La dernière colonne donne l'économie de puissance moyenne d'émission en modulation de fréquence comparativement à la modulation d'impulsion à largeur de bande et rapport signal/bruit égaux. Il est tenu compte de la charge équivalente en fonction du nombre de voies et du facteur de protection antiparasites dépendant de l'indice. De 1 à 10 voies, la perte en modulation d'impulsion est d'environ 10 fois en puissance. Pour une trentaine de voies, elle atteint 30 fois. Pour 300 voies, elle serait de plus de 100 fois.

En conclusion, on peut dire que la modulation d'impulsion est nettement surclassée par la modulation de fréquence pour les systèmes multiplex à nombre de voies supérieures à dix.

Pour un nombre de voies égal ou inférieur à une dizaine, la modulation par impulsion trouve une

justification dans l'emploi de tubes magnétrons dont les rendements élevés peuvent, dans certains cas, compenser partiellement les pertes mentionnées ci-dessus.

Dans ce cas, comme en modulation de fréquence, les distorsions non linéaires sont sans influence sur la modulation et l'équivalent de transmission est indépendant, dans de larges limites, des variations de niveau.

C. CHOIX DE LA LONGUEUR D'ONDE : RAYONNEMENT ET PROPAGATION

Ayant déterminé le type de modulation le plus avantageux, sur quelle longueur d'onde allons-nous la transmettre ? Les propriétés des organes de rayonnement et les lois de propagation vont orienter notre choix. Les deux tendances s'opposent, comme nous le verrons, nous serons donc conduits à un compromis, ce qui est bien dans l'art de l'ingénieur.

1° Rayonnement.

Une source rayonnant en espace libre, produit, à distance suffisamment grande par rapport à ses dimensions et par rapport à la longueur d'onde, un champ électro-magnétique ayant en chaque point les caractéristiques d'une onde plane. La puissance moyenne rayonnée qui traverse l'élément de surface dS , normale à la direction de propagation, est égale à la valeur moyenne du flux du vecteur de Poynting à travers l'élément dS .

$$\text{flux}_{ds} \mathcal{E} = \frac{1}{2} \mathcal{E} \mathcal{H} ds$$

en unités pratiques MKS rationalisées, $\mathcal{E}$ et $\mathcal{H}$ étant respectivement les amplitudes des champs électrique et magnétique. En écrivant pour l'impédance intrinsèque de l'espace libre :

$$\eta = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{H}} = 120 \pi$$

il vient :

$$(1) \quad \text{flux}_{ds} \mathcal{E} = \frac{1}{2} \frac{\mathcal{E}^2}{120 \pi} ds = \frac{E_{\text{eff}}^2 ds}{120 \pi}$$

Supposons un instant la source omnidirectionnelle et intégrons sur une sphère de rayon d centrée sur la source, nous obtenons la puissance P fournie par la source pour produire à la distance d le champ E_{eff}

$$(2) \quad P = \frac{4 \pi d^2}{120 \pi} E_{\text{eff}}^2$$

$$E_{\text{eff}} \text{ en V/m ; } d \text{ en m ; } P \text{ en w.}$$

ou :

$$E_{\text{eff}} = \frac{1}{d} \sqrt{30 P}$$

$$E_{\text{eff}} \text{ en mV/m ; } d \text{ en km ; } P \text{ en w.}$$

En réalité, nos sources ne sont pas omnidirectionnelles. Le doublet hertzien donne une distribution en sinus θ dans un plan méridien, ce qui conduit, pour le champ à distance d dans le plan équatorial, à l'expression

$$(3) \quad E_{\text{eff}} = \frac{1}{d} \sqrt{45 P}$$

soit, par rapport à la source monidirectionnelle, un gain de 3/2 en puissance ou 1,75 db. Pour les liaisons point à point qui nous intéressent, nous cherchons des sources à gain élevé. Le modèle nous est offert par un élément de surface plane, alimenté de façon à présenter une distribution de champ uniforme et en phase. Soit E_{eff} le champ, en un point de la surface, la puissance moyenne rayonnée par cette source est donnée par le flux moyen du vecteur de Pointing à travers S_1 , soit :

$$P = \frac{S_1}{120 \pi} E_{\text{eff}}^2$$

Le champ obtenu dans l'axe normal à S_1 à la distance d s'exprime par :

$$(4) \quad E_{\text{eff}} = \frac{S_1}{d \lambda} E_{\text{eff}}$$

et l'on obtient ainsi :

$$(5) \quad E_{\text{eff}} = \frac{1}{d} \sqrt{120 \pi \frac{S_1}{\lambda^2} P}$$

Le gain de l'aérien, par rapport à la source omnidirectionnelle, est égal à :

$$(6) \quad \frac{4 \pi S_1}{\lambda^2}$$

Par rapport au doublet, il serait de :

$$(7) \quad G_1 = \frac{8 \pi S_1}{3 \lambda^2}$$

Ce gain correspond, nous l'avons dit, à un aérien ayant à son embouchure une distribution uniforme et cophasée ; on sait réaliser avec une approximation plus ou moins grande une telle distribution de différentes manières, rideaux d'antennes, rideaux de fentes rayonnantes, paraboloïdes, pavillons, lentilles métalliques. Usuellement avec des aériens correctement dimensionnés, le facteur de correction à introduire est de l'ordre de 0,75 et la surface effective S_1 à introduire dans les formules précédentes est

$$(8) \quad S_1 = 0,75 S'_1 (S'_1 \text{ surface géométrique}).$$

Supposons toujours une propagation en espace libre et cherchons à capter le rayonnement électromagnétique au moyen d'un aérien d'embouchure S_2 .

La sommation du vecteur de Pointing donnera à nouveau, pour la puissance ainsi captée :

$$p = \frac{S_2}{120 \pi} E_{\text{eff}}^2$$

soit :

$$(9) \quad P = \frac{P S_1 S_2}{d^2 \lambda^2}$$

Ceci suppose que l'aérien de réception est agencé de façon à délivrer au circuit d'utilisation toute l'énergie captée, sans rayonnement en retour, c'est-à-dire un aérien de la classe des aériens à distribution uniforme à l'embouchure et correctement adapté au circuit d'utilisation.

Utilisé comme antenne de réception, un doublet adapté aurait délivré au circuit d'utilisation la puissance :

$$p = \frac{E_{\text{eff}}^2 \lambda^2}{4 \times 80 \pi^2}$$

ce qui donne à nouveau pour le gain de l'aérien de surface effective S_2 par rapport au doublet

$$G_2 = \frac{8 \pi S_2}{3 \lambda^2}$$

L'équation 9 peut encore s'écrire, en introduisant G_1 et G_2

$$(10) \quad p = \frac{P}{d^2} \lambda^2 \frac{9}{64 \pi^2} G_1 G_2$$

Nous préférons la formule (9) pour sa simplicité. Cette formule montre que l'affaiblissement de transmission, en puissance, $\frac{P}{p}$ est proportionnel au carré de la distance (loi du rayonnement), au carré de la longueur d'onde, et varie en raison inverse des surfaces effectives des aériens d'émission et de réception.

On voit l'intérêt d'utiliser les longueurs d'onde les plus courtes possible. Mais à longueur d'onde donnée, peut-on accroître les surfaces des aériens sans autre inconvénient que le prix d'établissement ? En fait, l'augmentation de surface d'un aérien dans le but d'accroître son gain a une influence directe sur sa directivité, laquelle varie dans le même sens que le gain. Si la directivité est trop prononcée, une variation d'orientation de l'aérien, par exemple sous l'action du vent faisant fléchir le pylône-support ou encore une déviation du faisceau sous l'effet de la réfraction atmosphérique, comme il sera mentionné plus loin, risque de compromettre l'efficacité des aériens. Des mesures faites à 3 cm. de longueur d'onde indiquent que des déviations atteignant $\pm 1/4^\circ$ en site et $\pm 1/10^\circ$ en azimuth, peuvent être observées dans des cas favorables à la réfraction. On peut calculer, pour des aériens d'émission et de réception à distribution uniforme de champ à l'embouchure, les limites imposées par la condition que les angles de déviation ci-dessus n'entraînent pas une baisse de niveau supérieure à 3 db (1,5 db pour le décentrement de l'émetteur et autant pour celui du récepteur).

Considérons la coupe du diagramme de rayonnement par un plan passant par l'axe de direction privilégiée, et soit a le côté de l'aérien parallèle à ce plan ; la condition pour que le champ baisse d'environ 1,5 db pour un décentrement α s'écrit :

$$\sin \alpha = \frac{\lambda}{3a}$$

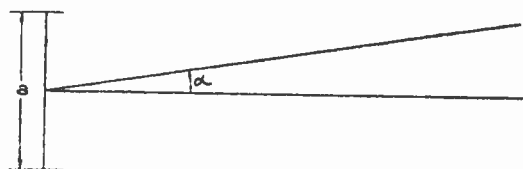


Fig. 7

On obtient ainsi pour la dimension verticale de l'aérien :

$$\frac{a}{\lambda} \leq 75$$

et pour la dimension horizontale :

$$\frac{c}{\lambda} \leq 200$$

La forme optimum de l'aérien est un rectangle dont le petit côté est vertical et le rapport $\frac{l}{a}$ égale 2.5. On en déduit le gain maximum à demander à l'aérien :

$$G = \frac{8\pi}{3} \cdot \frac{a}{\lambda} \cdot \frac{b}{\lambda} = \frac{8\pi}{3} \times 75 \times 200$$

soit sensiblement 50 db par rapport à un doublet.

Nous nous sommes quelque peu étendus sur les formules de rayonnement en espace libre, car ce sont celles que nous aurons à employer en pratique, comme il sera montré ci-après :

2° Propagation.

Afin d'assurer la sécurité des liaisons, nous avons à disposer émetteur et récepteur en visibilité et placer des relais intermédiaires assurant cette condition de visibilité pour les longs trajets terrestres. Le schéma classique est celui de la figure 8.

D'une façon générale, il y a lieu de considérer l'onde directe, l'onde réfléchie et l'onde de sol ou onde diffractée. En présence des deux premières, cette troisième peut être négligée. La résultante de l'onde directe et de l'onde réfléchie donne lieu à un système d'interférences que l'on peut exprimer par le rapport des amplitudes du champ résultant E au champ direct E_1 .

$$(11) \quad \frac{E}{E_1} = \sqrt{1 - D\rho \cos \Psi + D^2 \rho^2}$$

Ψ étant la différence de phase des deux parcours (changement de phase de π au point de la réflexion).

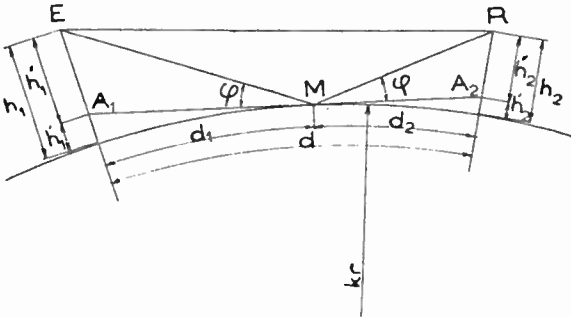


FIG. 8

Dans le cas des petits angles ϕ , qui est le cas pratique, Ψ s'écrit :

$$(12) \quad \Psi = \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}$$

h_1 et h_2 sont reliés aux distances d_1 et d_2 respectivement par les relations :

$$h_1 = \frac{d_1^2}{2kr} \quad h_2 = \frac{d_2^2}{2kr}$$

ρ est la valeur absolue du coefficient de réflexion (ρ est voisin de 0,5 pour la mer calme, compris entre 0,1 et 0,2 sur la terre).

D est le coefficient de dispersion dans le cas où la surface de réflexion n'est pas plane. L'expression de D dans le cas sphérique est la suivante :

$$(13) \quad D = \sqrt{1 + \frac{2d_1 d_2}{krd \tan \phi}}$$

r étant le rayon terrestre $r = 6370$ km, k est un facteur qui tient compte du fait que la basse atmosphère n'est pas homogène, mais possède un indice de réfraction variable en fonction de l'altitude. Il se produit dès lors une courbure du trajet de l'onde. Il a été trouvé commode d'interpréter cette courbure, en supposant le trajet rectiligne et en modifiant le rayon de la terre d'un facteur k d'accroissement de rayon

$$(14) \quad k = \frac{1}{1 + \frac{r}{n} \frac{dn}{dh}}$$

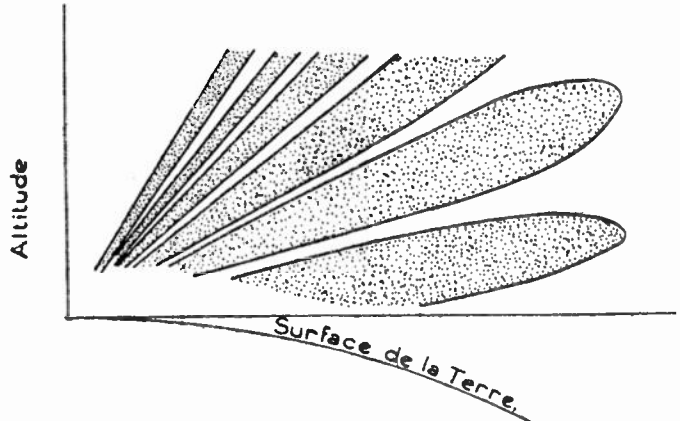


FIG. 9. — Franges d'interférences d'une antenne au-dessus du sol.

n est l'indice de réfraction très voisin de l'unité.

$$\frac{dn}{dh} < 0 \quad k \geq 1$$

La valeur moyenne de k pour les pays tempérés est d'environ 4/3. C'est le coefficient d'indice d'atmosphère normale.

La formule précédente fait prévoir l'existence d'un système de franges d'interférence de la nature de celles de la figure 9.

L'intersection par une ligne d'altitude constante (fig. 10) représente les variations du champ en fonction de la distance. Les courbes ont été tracées pour 10 cm. de longueur d'onde, une atmosphère normale ($k = 4/3$) et différentes hauteurs d'antennes.

Assez loin au delà de l'horizon, la solution est apportée par l'onde de diffraction ou onde de sol. On obtient un affaiblissement en fonction de la distance, de la forme :

$$\frac{260}{\sqrt[3]{\lambda k^2 r^2}} \text{ db/Km}$$

De nouveau, on voit apparaître l'influence du facteur k . Une variation du gradient d'indice, un accroissement en valeur absolue par exemple, a tendance à tirer la courbe de la figure n° 10 vers la droite et vers le haut. Pour des liaisons entre points fixes, on peut tracer la courbe des variations du champ, en fonction des variations possibles du gradient d'indice de l'atmosphère. On obtient la

figure 11. En abscisses on a reporté $X = \frac{4}{3} \frac{1}{k}$.

Dans les pays tempérés X peut varier d'environ $\pm 10\%$. Exceptionnellement il peut baisser jusqu'aux environs de 0 dans une atmosphère régulièrement stratifiée avec un fort gradient. L'amplitude des variations indiquées sur la figure est celle qui correspond à une mer parfaitement calme. Sur la terre, le coefficient de réflexion étant plus faible, la gamme des variations se réduit à quelques db.

Pour échapper le plus possible à ces variations, il est recommandé de placer le dernier point de croisement de la courbe de niveau en espace libre avec la courbe du champ total, à l'abscisse correspondant à $k = 1,25$, c'est-à-dire choisir distance et hauteurs d'antennes telles que l'angle de phase entre le rayon direct et le rayon réfléchi soit de 120° pour la réfraction minimum. On obtient, dès

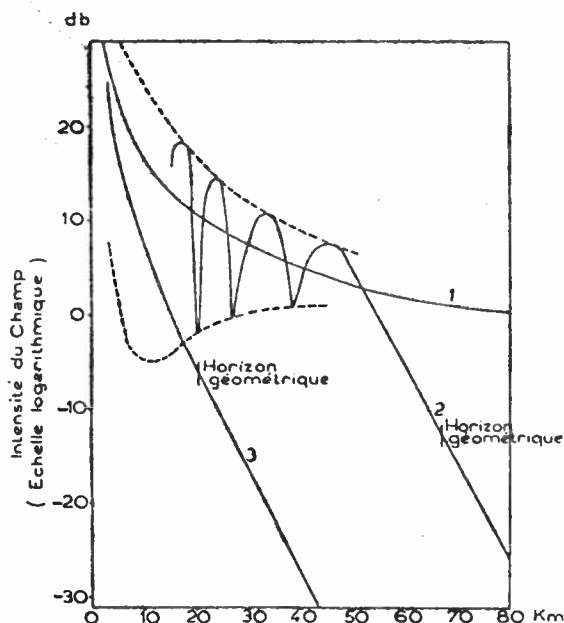


FIG. 10. — Propagation en atmosphère normale (au-dessus de la mer) (d'après Megaw, I. E. E. Radiolocation Convention, mars 1946).
 $\lambda = 10$ cm, $R = 4/3$ du Rayon Géométrique.
 1. Propagation en espace libre.
 2. Hauteurs d'antennes 100 mètres.
 3. Hauteurs d'antennes 10 mètres.

lors, entre la distance et les hauteurs d'antennes la relation simple suivante, dans le cas des hauteurs d'antennes égales :

$$(15) \quad h_1 = h_2 = \frac{d_2}{10r} + \sqrt{\frac{\lambda d}{12}} \quad (\text{fig. 12})$$

L'intérêt des formules et des courbes précédentes tient au fait qu'en vue directe et jusqu'à l'horizon elles se vérifient expérimentalement avec une précision tout à fait remarquable.

Rappelons brièvement les expériences de propagation faites en 1941 avec Toulon pour base. Elles permirent, pour la première fois, de dégager les caractères essentiels de la propagation des ondes centimétriques.

Les expériences avaient porté sur quelques mois en Méditerranée. Les résultats ont été largement confirmés depuis par des expérimentations conduites

en Angleterre notamment, sur plusieurs années. Ces résultats peuvent se résumer comme suit :

a) en visibilité directe (suivant les conditions de la formule n° 15) pour des distances de 50 à 100 km. à 10 cm. de longueur d'onde et climat tempéré ;

— sur terre, le champ moyen est égal à 2 db près, à la valeur théorique d'espace libre. Les variations, au cours d'une année, atteignent $+3$ à -5 db avec pointe exceptionnelle de -10 db au plus, quelques heures par an ;

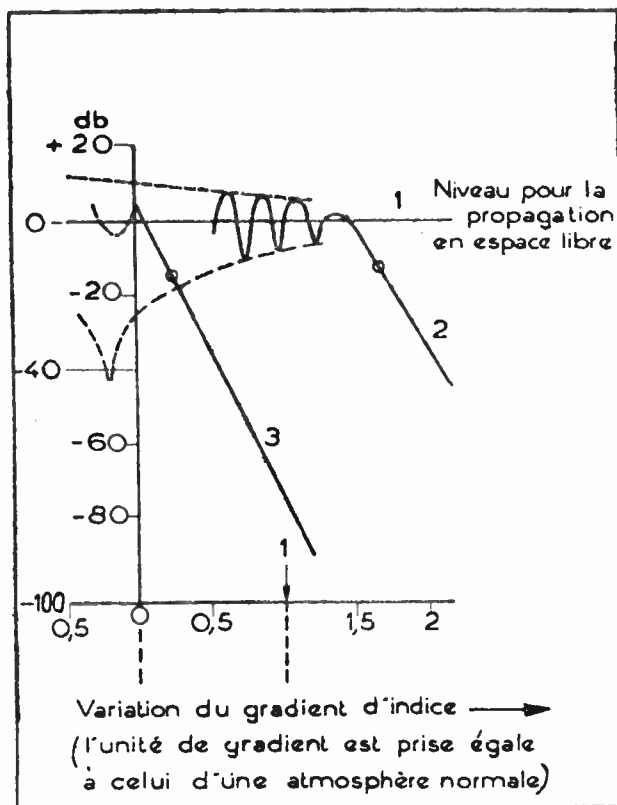


FIG. 11. — Variation du champ reçu en fonction des variations du gradient de l'indice de réfraction (d'après Megaw I. E. E. Radiolocation Convention, mars 1946).

Longueur d'onde : 9 cm.

Distance : 90 km.

2. Hauteurs d'antennes : 150 m.

3. Hauteurs d'antennes : 30 m.

Les points cerclés correspondent à une valeur de gradient telle que l'on se trouve à la limite de l'horizon apparent.

— sur mer, les variations peuvent atteindre $+4$ à -10 db.

b) au delà de l'horizon, le niveau est très influencé par les conditions de réfraction. En atmosphère normale, l'affaiblissement croît rapidement en fonction de la distance. En atmosphère de forte réfraction, on constate des variations dépassant souvent ± 20 db (fig. 13 et 14).

On peut se demander si les conditions de propagation indiquées ci-dessus, en visibilité directe, se conservent aussi favorablement quand la longueur d'onde diminue. Cette baisse de longueur d'onde est avantageuse du point de vue des hauteurs d'antennes à employer et surtout, comme nous l'avons vu, du point de vue des gains des aériens. La figure 15 répond à cette question, en donnant l'affaiblissement kilométrique dû aux gaz et vapeurs de l'atmosphère,

en fonction de la longueur d'onde. Un premier maximum a lieu vers 1,3 cm., longueur d'onde malencontreusement choisie par les Alliés pour certains équipements de Radar de la fin de la guerre, établis dans le but de surclasser les équipements de la bande X (3 cm.).

La connaissance de la position des bandes de relaxation peut présenter un intérêt pour certaines applications ; pour ce qui concerne les télécommunications multiplex, l'attention sera plutôt retenue par la figure 16, nous donnant l'affaiblissement dû aux pluies. C'est, en effet, le phénomène qui apparaît comme prédominant. Négligeable à 10 cm., même par les pluies les plus violentes, comme nous

avons eu l'occasion de le constater à Toulon, il est notable à 3 cm., en cas de fortes pluies, et à 1 cm., même par pluie fine.

La limite des longueurs d'onde à utiliser en radiotéléphonie multiplex se situe donc dans nos régions aux environs de 3 cm.

D. — EXEMPLES DE REALISATIONS

Avant de décrire brièvement quelques réalisations existantes, nous donnerons un exemple de calcul d'un avant-projet de liaison multiplex sur la base des considérations précédentes.

Ainsi soit à réaliser un système multiplex à

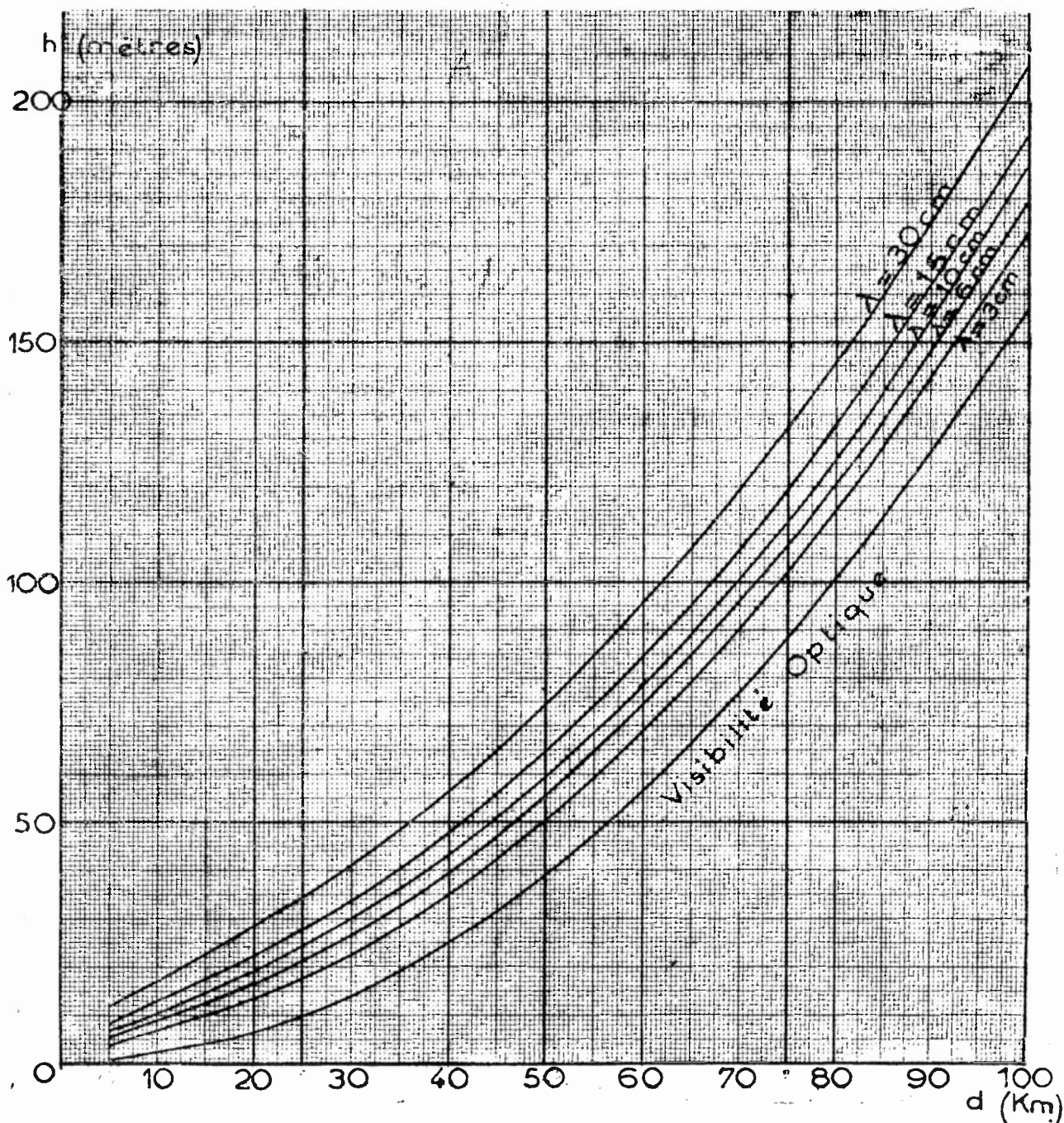


FIG. 12. — Relation entre la distance et la hauteur d'antenne pour différentes longueurs d'onde.

200 voies téléphoniques simultanées sur la distance Paris-Lyon.

Conditions à remplir :

200 voies téléphoniques,
distance : 480 km.,

Rapport signal/bruit par voie : 55 db.,

Rapport signal/diaphonie par voie, 65 db..

Les voies seront groupées suivant le mode de répartition dans le spectre des fréquences avec espacement de 4 en 4 Kc.

soit $Nb = 0,8$ Mc.

Le signal composite est transmis par modulation de fréquence, l'excursion ΔF étant de 10 Mc.

(largeur de bande HF et MF 20 Mc environ).

L'indice de modulation $m = \frac{\Delta f}{Nb} = \frac{10}{0,8} = 12,5$

Faisons choix d'une longueur d'onde de 6 cm.
 $\lambda = 6$ cm.

et pour avoir une hauteur de pylones raisonnable un intervalle entre relais de 40 km.

$d = 40$ km.

En effet, en négligeant en première approximation les accidents du terrain, nous avons

$$(15) \quad h_1 = h_2 = \frac{d^2}{10r} + \sqrt{\frac{\lambda d}{12}} = 25 + 14$$

c'est-à-dire des pylones de 40 m. de hauteur.

Sur ces pylones nous imaginons des aériens directifs ayant une surface d'embouchure de 10 m².

soit une surface effective $S_1 = S_2 = \frac{3}{4} 10 = 7,5$ m².

Calculons la puissance à mettre en jeu à l'émission à chaque relais.

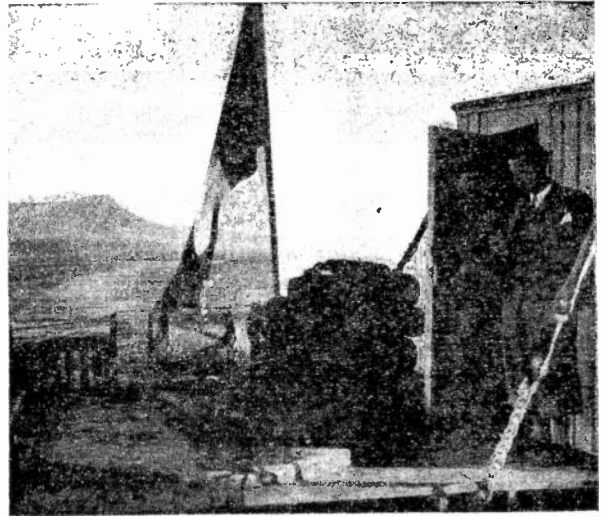


FIG. 14. — Expérience à bord du câblé Ampère le 10/12/1941. En arrière-plan, le mont du Coudon (altitude 700 m.) où était situé l'émetteur.

Le niveau de bruit à obtenir par voie à l'extrémité de la liaison étant de -55 db (référence 1 m watt) nous aurons pour le signal composite occupant la bande Nb une puissance 200 fois plus élevée soit $-55 + 10 \log 200 = -32$ db.

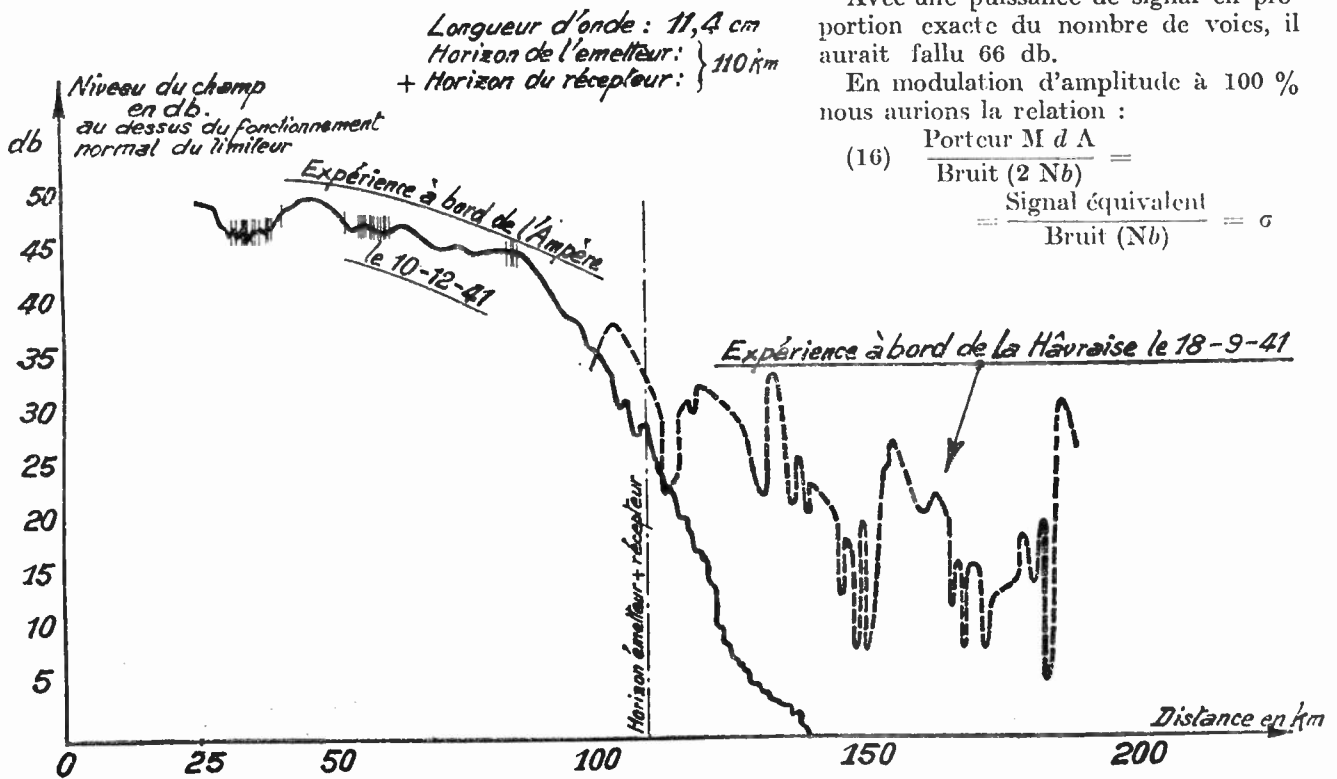
Le signal de charge équivalente rapporté également à 1 m watt, d'après la courbe C de la fig. 1 a la valeur $+20$ db pour un système à 200 voies. d'où

$$10 \log \frac{\text{Signal équivalent}}{\text{Bruit } (Nb)} = 10 \log \sigma = 20 - (-32) = 52 \text{ db}$$

Avec une puissance de signal en proportion exacte du nombre de voies, il aurait fallu 66 db.

En modulation d'amplitude à 100 % nous aurions la relation :

$$(16) \quad \frac{\text{Porteur } M d A}{\text{Bruit } (2 Nb)} = \frac{\text{Signal équivalent}}{\text{Bruit } (Nb)} = \sigma$$



Courbes des niveaux de champ en fonction de la distance.

FIG. 13. — Expériences de Toulon (1941).

En modulation de fréquence, nous bénéficions d'une économie en puissance de porteur de 3 m² :

$$(17) \quad \frac{\text{Porteur } M d F}{\text{Bruit } (2 N b)} = \frac{\sigma}{3 \text{ m}^2} = \frac{\sigma}{3 \cdot (12,5)^2}$$

soit $52-27 = 25 \text{ db}$

Ce rapport $\frac{\text{Porteur } M d F}{\text{Bruit } (2 N b)}$ est à obtenir à l'extré-

mité de la liaison c'est-à-dire après le franchissement de n intervalles :

$$n = \frac{480}{40} = 12$$

Chaque intervalle introduit un affaiblissement $\frac{P}{p}$ rapport de la puissance émise par un relais à la puissance captée par le relais suivant, affaiblissement compensé par le gain du relais. En suppo-

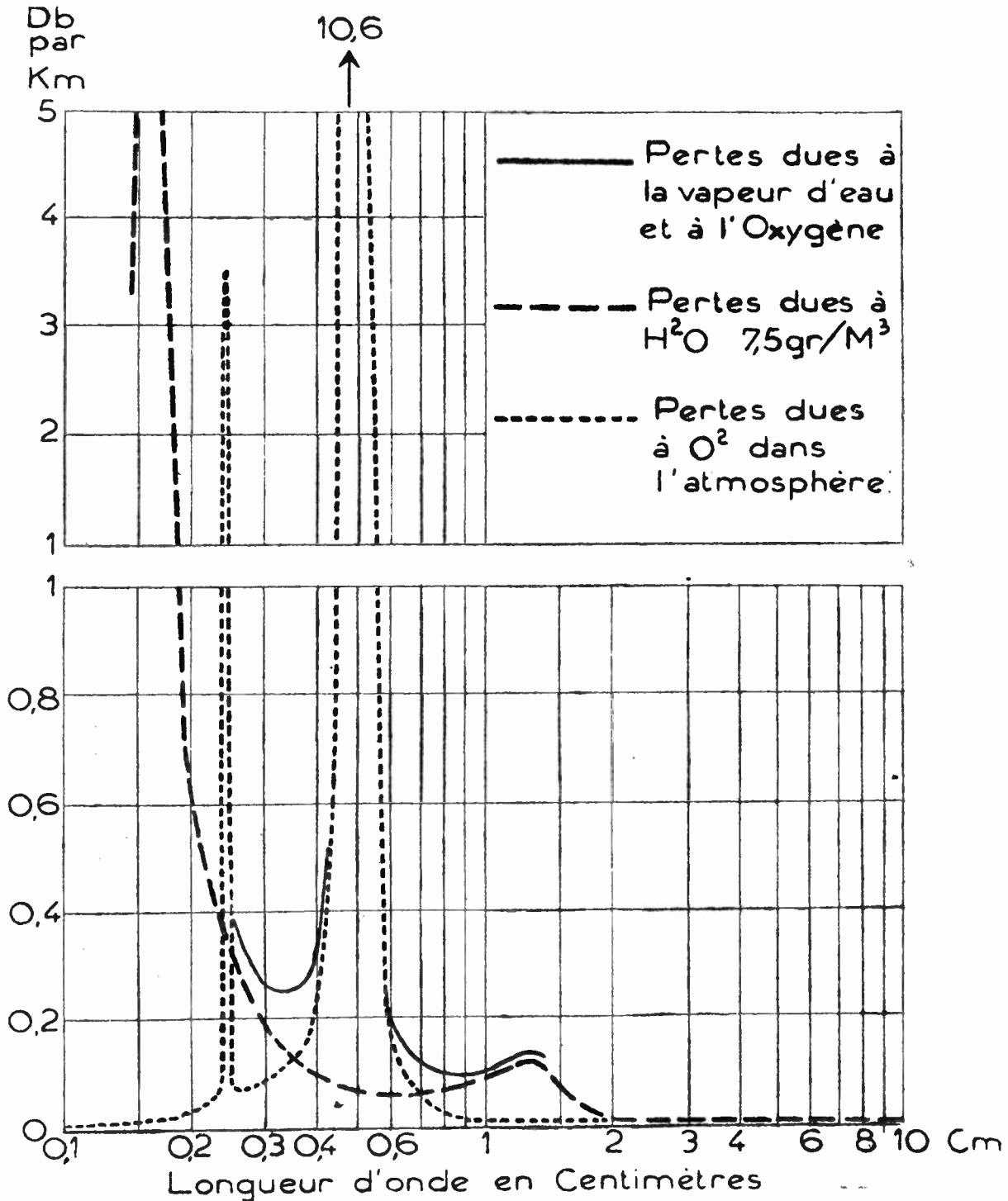


FIG. 15. — Affaiblissement dû aux gaz dans l'atmosphère en fonction de la longueur d'onde (d'après D. A. Quarles, A. I. E. E., décembre 1945).

sant les intervalles et les relais identiques, on retrouve à l'étage d'entrée du récepteur d'extrémité la sommation des bruits introduits en cours de route par chaque étage d'entrée des relais. Si bien que notant :

q la contribution d'un étage d'entrée de relais au bruit total dans la bande $2 Nb$,

p la puissance de porteur MdF délivrée par chaque aërien récepteur

$$(18) \frac{p}{q} = \frac{n \sigma}{3m^2} = \frac{12}{3 \cdot (12,5)^2} \sigma \text{ soit } 52,27 + 11 = 36 \text{ db}$$

L'affaiblissement d'intervalle $\frac{P}{p}$ égal au gain du relais nous est connu :

$$\frac{P}{p} = \frac{d^2 \lambda^2}{S_1 S_2}$$

dans notre application $d = 40.000 \text{ m.}$
 $= 6 \cdot 10^{-2} \text{ m}$

$$S_1 = S_2 = 7,5 \text{ m}^2$$

$$\frac{P}{p} = \frac{16 \cdot 10^8 \times 36 \cdot 10^{-4}}{7,5^2} = 10^5 \quad \text{soit } 50 \text{ db}$$

Il nous reste à évaluer q .

Nous disposons de la relation classique

$$q = A K T \Delta f$$

q : watts

K : $1,37 \cdot 10^{-23}$ joules/ d^0 (constante de Boltzmann)

T : 290° température absolue

Δf : bande passante en cycles.

A est le facteur de bruit de l'étage d'entrée ; il exprime l'augmentation de bruit délivré par l'étage d'entrée par rapport au minimum théorique $KT \Delta f$ dû à l'agitation thermique.

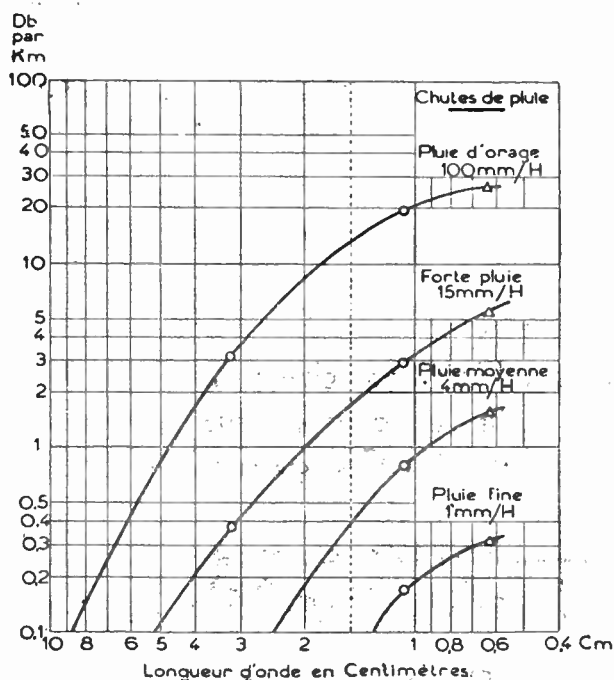


FIG. 16. — Affaiblissement dû à la pluie en fonction de la longueur d'onde (d'après D. A. Quarles, A. I. E. E., décembre 1945).

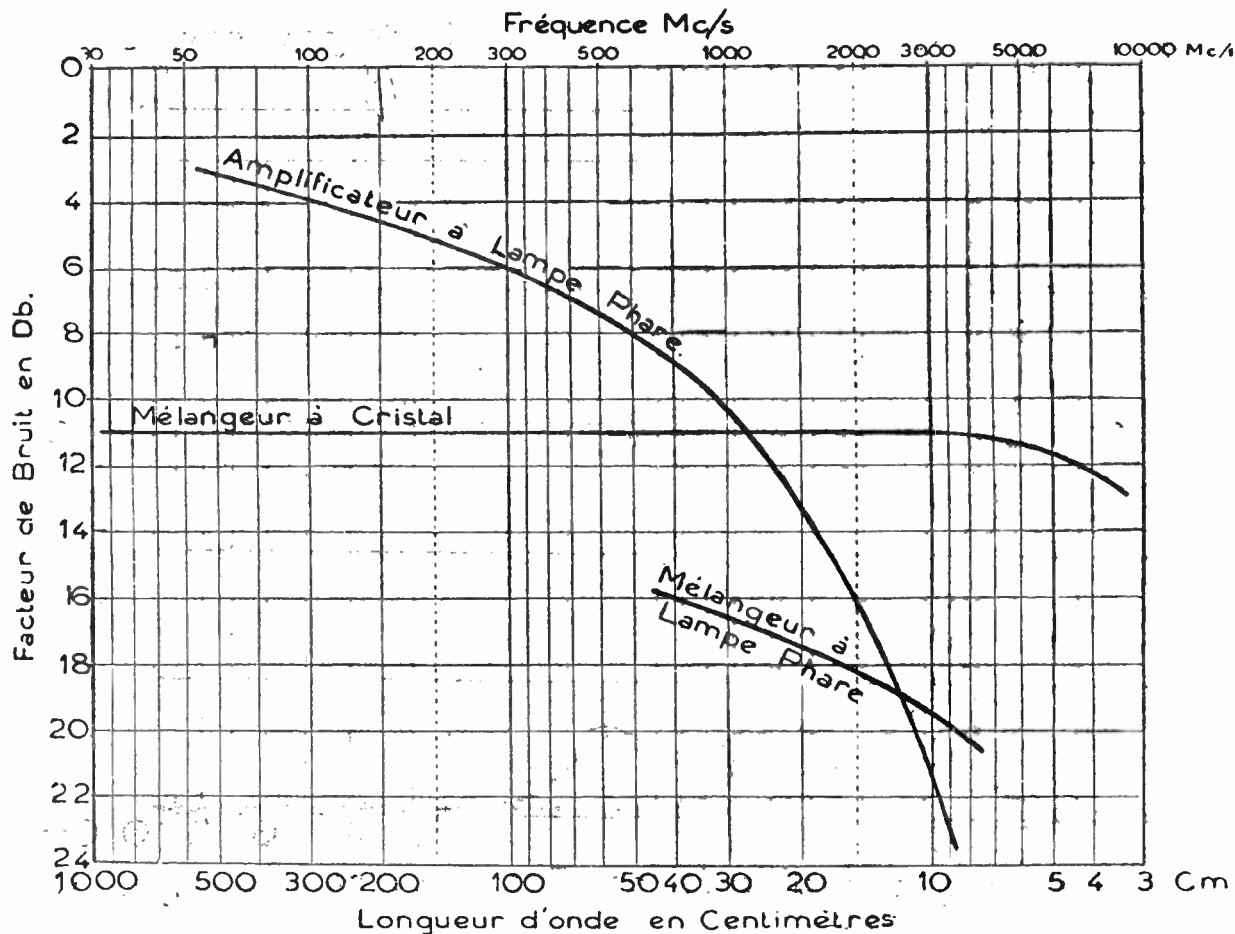


FIG. 17. — Facteur de bruit en fonction de la longueur d'onde pour différents étages d'entrée de récepteur (d'après D. A. Quarles, A.I.E.E., décembre 1945).

Nous prendrons pour A la valeur 30 (15 db) ce qui paraît raisonnable, compte tenu du facteur de bruit du cristal mélangeur voisin de 11 db (fig. 17).

$$q = 30 \times 1,37 \cdot 10^{-23} \times 290 \times 1,6 \cdot 10^6$$

$$q = 20 \cdot 10^{-14} \text{ watts.}$$

Finalement la puissance P à émettre à chaque relais est :

$$(20) \quad P = \frac{d^2 \lambda^2}{s_1 s_2} \times \frac{n \sigma}{3 m^2} \times q$$

Soit en niveau $36 + 50 = 86$ db au-dessus de q.

$$P = 80 \cdot 10^{-6} \text{ watts} = 80 \text{ microwatts.}$$

Cette puissance est la valeur minimum théorique qui assure le rapport signal/bruit de 55 db par voie à l'extrémité de la liaison.

En pratique, pour assurer la sécurité de l'exploitation contre les variations de niveau dues aux conditions de propagation ou des défaillances partielles de matériel, nous introduirons une marge de sécurité de 25 fois en puissance, soit 14 db.

Il nous suffira encore de mettre en œuvre :

$$25 \times 80 \cdot 10^{-6} = 2 \text{ milliwatts à chaque relais.}$$

On peut remarquer que cette marge de sécurité nous prémunit avant de voir altéré le rapport signal/bruit minimum contre :

— ou bien un affaiblissement de

$$14 + 10 \log n = 25 \text{ db}$$

dans un intervalle, les autres étant normaux

— ou bien un affaiblissement uniforme sur la liaison de :

$$14 \times n = 168 \text{ db}$$

La liaison Cap Charles-Norfolk.

Réalisée par les Laboratoires Bell et installée en 1941, c'est la 3^e liaison en date et probablement la dernière en modulation d'amplitude. Voici ses caractéristiques principales :

- 12 voies téléphoniques préalablement transposées entre 12 et 60 Kc.
- Distance 42 km. (26 miles).
- Longueur d'onde 1 m. 90 (160 Mc).
- Modulation d'amplitude.
- Utilisation d'une contre-réaction d'enveloppe de 40 db pour corriger les diaphonies. Cependant le rapport signal/diaphonie reste de l'ordre de 46 db pour l'ensemble émetteur-récepteur.

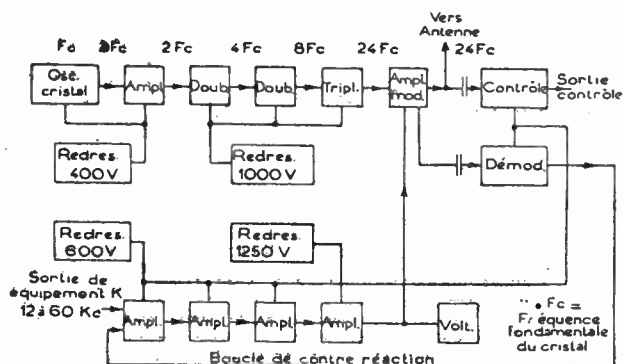


FIG. 18. — Diagramme schématisé de l'émetteur, Cap Charles-Norfolk (d'après Schlaack et Dickieson, P. I. R. E., février 1943).

— Le schéma de principe de l'émetteur est représenté sur la figure 18.

— L'étage de sortie comprend une penthode de 350 watts.

— La puissance du porteur émis est de 50 watts.

— Les aériens sont des rideaux d'antennes couvrant chacun 22 m² de surface environ (48 doublets 1/2 onde). Le gain étant de 17 db.

— Les pylones ont 65 m. de haut

— Le récepteur est un double changeur de fréquence.

— La largeur de bande MF est de 140 Kc.

— Les stations fonctionnent sans surveillance.

— Le rapport signal/bruit n'est pas donné, mais il est dit que le circuit a les qualités d'un câble de 1.000 miles.

L'appareil n° 10 de l'armée anglaise.

L'appareil n° 10 de l'armée anglaise est un multiplex à impulsions, probablement le premier en date en exploitation. Le premier modèle est de 1942. Il a été utilisé peu après le « D day » par l'armée Montgomery.

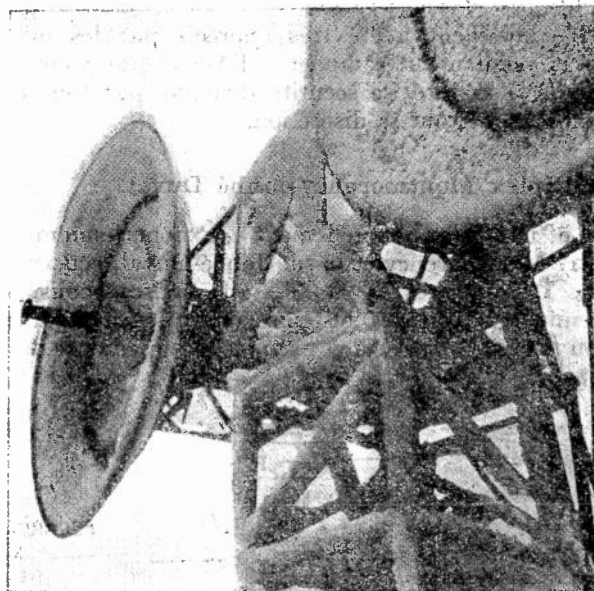


FIG. 19. — Miroir parabolique du système AN/TRC/6 (campagne d'Allemagne, hiver 1944-1945).

Ses principales caractéristiques :

- 8 voies téléphoniques.
- Liaison avec relais intermédiaires, intervalle normal 20 miles (32 km.) exceptionnellement 50 miles (80 km.) utilisation jusqu'à 10 intervalles (Luxembourg-Bruxelles 200 km.).
- Longueur d'onde 5,85 et 6 cm.
- Modulation par impulsions de durée variable ; multiplex à division de temps.
- Fréquence de récurrence 9 kes ; par période, 8 impulsions de voie de durée $3,5 \pm 2,33 \mu s$ plus une impulsion de synchronisation de 20 μs .

Une dent de scie générale à 9 kes donne naissance à des dents de scie individuelles de voie décalées

dans le temps, se transformant elles-mêmes en combinaison avec la modulation BF, en impulsions de durée variable. A la réception, la séparation a lieu au moyen de dents de scies individuelles recrées au moyen de l'impulsion de synchronisation. Le décalage dans le temps des dents de scies individuelles est produit à partir de la dent de scie générale au moyen d'une série de lampes de polarisation croissante.

— Les impulsions sont appliquées à un magnétron qui fournit une puissance moyenne de 300 mw.

L'aérien est un miroir parabolique de 1 m. 50 de diamètre excité par un guide d'onde (fig. 19).

Il est monté sur le toit d'une remorque à 4 roues et un pylone démontable permet de le hisser à 20 m. de hauteur.

Une station-relais complète comprend 4 camions.

Le rapport signal/bruit est de l'ordre de 40 à 45 db.

Le principal reproche que l'on fait à l'équipement est le manque de stabilité du système de distribution et de séparation des impulsions dans le temps. Les réglages doivent être contrôlés et retouchés tous les jours, ce qui oblige à disposer d'une équipe de spécialistes auprès de chaque relais.

L'équipement a été très apprécié par les militaires pendant la campagne d'Allemagne pour sa grande flexibilité, sa sécurité d'emploi par tous les temps, et surtout sa discrétion.

Multiplex Montmorency-Jobbé Duval.

Le multiplex actuellement en fonctionnement entre Montmorency et la rue Jobbé-Duval, construit aux Laboratoires L. M. T., est, pensons-nous, le premier en date des systèmes multiplex à modulation de fréquence. Le premier équipement date

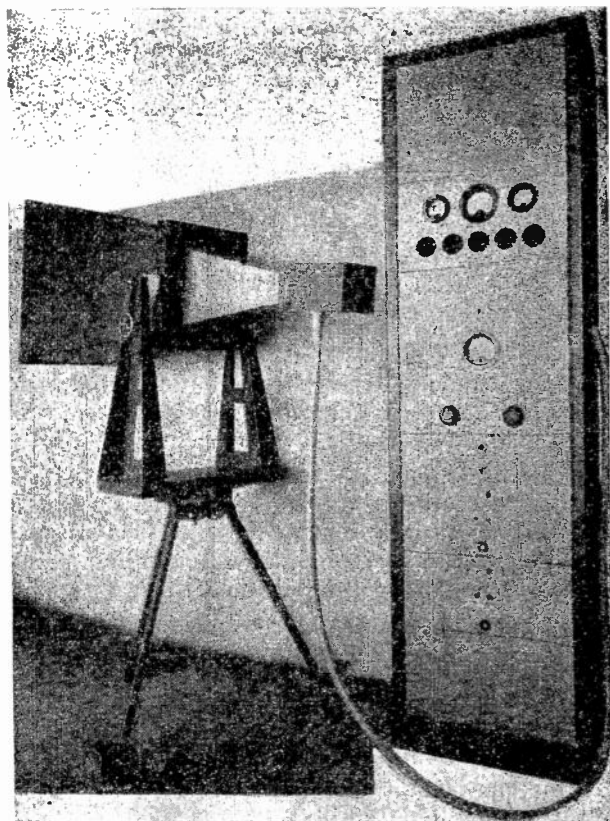


FIG. 21. — Multiplex Montmorency-Jobbé Duval. L'arillon électromagnétique et baie de réception.

de 1942. Il fonctionnait en liaison avec un équipement terminal à courants porteurs à 6 voies, système Marzin. Fin 1943, le nombre de voies fut porté à 12 (équipement à courant porteur système K) et une liaison expérimentale installée entre l'avenue

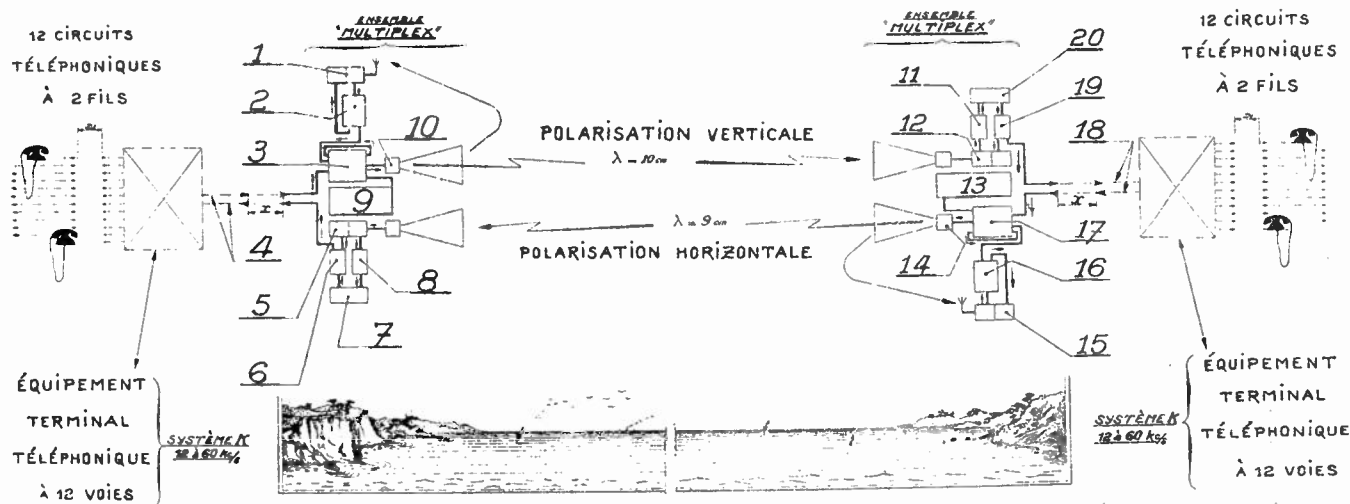


FIG. 20. — Système Multivoies-Radio par modulation de fréquence sur ondes centimétriques. Équipement bilatéral à 12 voies téléphoniques.

1. Mélangeur équilibré + oscillateur local à 3.009 Mc/s. Référence de linéarité. — 2. Ampli à 9 Mc/s. + discriminateur à compression de fréquence locale. — 3. Ampli de modulation à contre-réaction. — 4. 12 voies téléphoniques de 12 à 60 kc/s. Circuits à 4 fils. Raccordement par câble pour liaison multivoies à grande distance. — 5. Mélangeur équilibré + oscillateur local à 3.315 Mc/s. Référence de linéarité. — 6. Ampli basse fréquence et courant continu. — 7. Ampli à 9 Mc/s. + discriminateur. — 8. Ampli à 15 Mc/s. — 9. Baie d'alimentation stabilisée 4.000 à 5.500 volts 200 MA. — 10. Tube émetteur à modulation de vitesse 3.000 Mc/s. 30 watts modulé en fréquence. — 11. Ampli à 15 Mc/s. — 12. Mélangeur équilibré + oscillateur local à 3.015 Mc/s. Référence de linéarité. — 13. Baie d'alimentation stabilisée 4.000 à 5.500 volts 200 MA. — 14. Tube émetteur à modulation de vitesse 3.300 Mc/s. 30 watts modulé en fréquence. — 15. Mélangeur équilibré + oscillateur local à 3.309 Mc/s. Référence de linéarité. — 16. Ampli à 9 Mc/s. + discriminateur à compression de fréquence locale. — 17. Ampli de modulation à contre-réaction. — 18. Raccordement par câble pour liaison multivoies à grande distance. 12 voies téléphoniques de 12 à 60 kc/s. Circuits à 4 fils. — 19. Ampli basse fréquence et courant continu. — 20. Ampli à 9 Mc/s. + discriminateur.

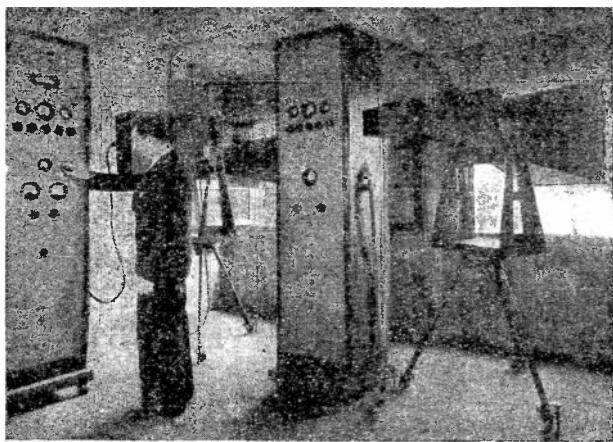


FIG. 22. — Multiplex Montmorency-Jobbé Duval.
Vue intérieure de la station de Montmorency.

de Breteuil et la rue Jobbé-Duval entra en action en janvier 1944. Le matériel dut se replier presque aussitôt, les autorités occupantes devenant par trop soupçonneuses.

Les principales caractéristiques sont les suivantes :

— 12 voies téléphoniques préalablement transposées entre 12 et 60 kc.

— Distance 20 km. — Portée possible quelques centaines de km. à vue directe.

— Longueurs d'onde 9 et 10 cm.

— Modulation de fréquence excursion $\pm 0,5$ mc.

$$\text{indice } m = \frac{500}{60} = 8,5$$

— Utilisation de la compression de fréquence à l'émission et à la réception pour corriger les diaphonies.

Le taux de compression est de l'ordre de 20 db.

Le rapport signal/diaphonie pour l'ensemble émetteur-récepteur est supérieur à 65 db.

Le diagramme schématique de la liaison bilatérale est représenté sur la figure 20.

Les références de linéarité des circuits de compres-

sion de fréquence sont constitués par des oscillateurs à grille positive.

Le tube émetteur est un tube à modulation de vitesse donnant 30 Watts. Il est modulé par la cathode.

Le récepteur est à double changement de fréquence. Le mélangeur d'entrée est du type équilibré.

Les aériens sont des pavillons électromagnétiques ayant environ 0,5 m² d'embouchure et un gain voisin de 24 db. (fig. 21).

Le rapport signal/bruit, étant donnée la faible distance, est actuellement limité par le niveau de bruit des équipements à courants porteurs. (Figures 22, 23, 24.)

BIBLIOGRAPHIE

1. H. S. BLACK. — Stabilized feedback amplifiers. *B. S. T. J.*, janvier 1934.
2. E. H. ULLRICH. — Ultra-short-Wave Communication. *Elec. Commun.*, juillet 1937.
3. R. W. CHESNUT, L. M. ILGENFRITZ et H. KENNEN. — Installations terminales pour téléphonie à courants porteurs par câble. *B. S. T. J.*, janvier 1938.
4. B. D. HOLBROOK and J. T. DIXON. — Load rating theory for Multi-channel Amplifiers. *B. S. T. J.*, 1939.
5. S. MATSUMAE, S. YOEZANA and H. KUROKAWA. — Multiplex Carrier Telephony on ultra-short Wave at the Strait of Tuguru. *Nippon Elec. Commun. Eng.*, avril 1940.
6. A. G. CLAVIER et V. A. ALTOVSKY. — Rapport au C.C.T.I. sur les Expériences de Toulon, — mai à déc. 1941.
7. A. G. CLAVIER et V. A. ALTOVSKY. — L'emploi simultané de deux techniques nouvelles en radio-communication. Ondes électromagnétiques, centimétriques et Modulation de fréquence. *Bulletin S. F. E.*, mars 1944.
8. N. F. SCHLAACK and A. C. DICKIESON. — Cape Charles-Norfolk Ultra-short Wave Multiplex System. *P. I. R. E.* février 1945.
9. Charles R. BURROWS and Alfred DECINO. — Ultra-short Wave Multiplex. *P. I. R. E.*, février 1945.
10. V. A. ALTOVSKY. — La Contre-Réaction et ses Applications. Conférences aux Laboratoires L. M. T. Mai-juin 1945.
11. D. A. QUARLES. — Radar Systems Considerations. *A.I.E.E. Winter Convention*, janvier 1946.
12. E. C. S. MEGAW. — Experimental studies of the propagation of very short Radio Waves. *I. E. E. Radiolocation Convention*, mars 1946.
13. H. G. BOOKER. — Elements of Radio Meteorology. *I.E.E. Radiolocation Convention*, mars 1946.

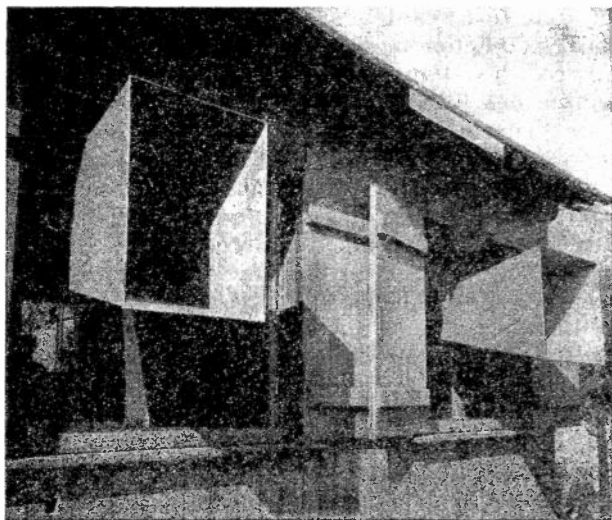


FIG. 23. — Multiplex Montmorency-Jobbé Duval.
Vue extérieure de la station de Montmorency.

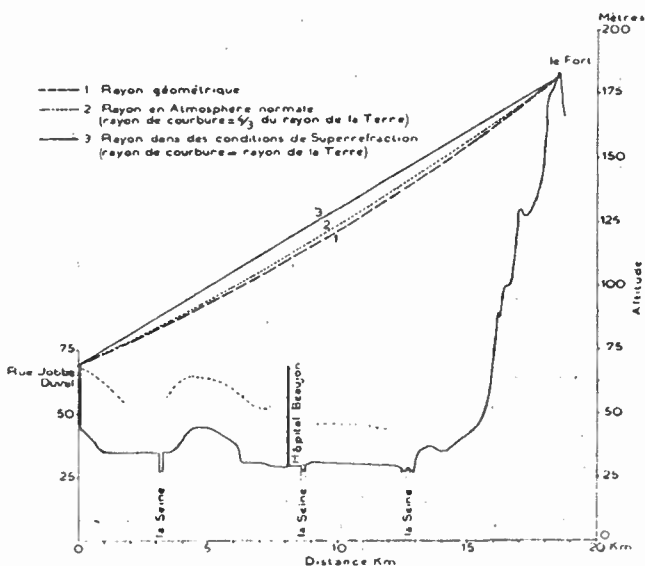


FIG. 24. — Profil du terrain entre le fort de Montmorency et la rue Jobbé-Duval.

CONSIDERATIONS SUR LES LIAISONS MULTIPLEX PAR CABLES HERTZIENS

PAR

LE LIEUTENANT DE VAISSEAU J. MAILLARD

du Centre National d'Etudes des Télécommunications

Les liaisons multiplex sur câbles ont été instituées afin de réaliser une économie d'installation en utilisant une seule ligne au lieu de plusieurs, grâce à un supplément d'équipements terminaux et intermédiaires moins onéreux que la pose des câbles autrement nécessaires.

Dans une liaison par câble hertzien, aucune ligne matérielle ne réunit les deux correspondants. Cependant le mot de câble ne doit pas être considéré comme une simple métaphore, et on ne doit pas confondre une liaison par câble hertzien avec une liaison radio-électrique ordinaire : celle-ci occupe une région spatiale si étendue qu'elle ne peut ignorer les autres liaisons analogues, tandis qu'une liaison par câble hertzien occupe un faisceau spatial si étroit qu'en principe elle est absolument maître de choisir ses fréquences tout comme il en est pour une liaison par câble ordinaire.

Pour que cette condition-ci soit satisfaite, il est clair qu'il est nécessaire d'utiliser une fréquence très élevée de l'ordre du millier ou de quelques milliers de mégacycles. Dès lors, la partie matérielle du câble hertzien nous apparaît : c'est tout l'appareillage nécessaire pour transformer un courant à fréquence audible en une onde radio-électrique canalisée dans un étroit faisceau par des aériens fortement directifs et pour inversement retrouver, à partir de cette onde, le courant audible initial. Il est évident que la première économie à rechercher est celle réalisable sur cet appareillage même. Ceci conduit tout de suite, pour réduire le volume et le coût des aériens, à envisager des liaisons sur des longueurs d'onde les plus courtes possibles, sans être gêné par des phénomènes de propagation liés à la météorologie. On peut admettre, d'après les résultats de propagation aujourd'hui connus, qu'on ne dépassera guère la fréquence de 10.000 mégacycles ($\lambda = 3 \text{ cm}$).

Si plusieurs liaisons sont réalisées suivant une même direction, il est nécessaire d'affecter à chacune d'elles une certaine bande de fréquences dans l'étendue des fréquences utilisées par l'ensemble des liaisons. Aussi quoiqu'en première approximation, vu la grandeur des fréquences porteuses employées (plusieurs milliers de mégacycles), le câble hertzien nous offre une étendue de fréquences largement supérieure à nos besoins possibles, une liaison multiplex par câble hertzien aura un double but : se réserver une possibilité de communications plus nombreuses sui-

vant la même direction et réaliser une économie d'équipements.

Les équipements d'une liaison multiplex se divisent en deux parties : la première comprend les équipements terminaux, c'est-à-dire l'ensemble modulateur destiné à transformer les courants identiques des diverses communications en une superposition d'ondes ou une juxtaposition d'impulsions, et l'ensemble demodulateur permettant de trier ces ondes ou de séparer ces impulsions, et finalement de retrouver les courants initiaux ; la seconde partie comprend le ou les câbles sur lesquels sont transmis les courants donnés par l'ensemble modulateur et les équipements intermédiaires indispensables pour que les signaux arrivent avec un niveau suffisant à la station de réception. L'économie d'installation réalisée grâce à la liaison multiplex devra évidemment être évaluée en tenant compte du prix de l'ensemble de ces deux parties, et les conclusions tendant à adopter ou à rejeter un système multiplex déterminé différeront suivant la nature (filaire, hertzienne) et les caractéristiques (distance, plaine, montagne) de la liaison envisagée.

Dans les systèmes multiplex ordinaires par liaisons filaires, une fréquence porteuse particulière est affectée à chaque voie, et cette fréquence est modulée en amplitude par le courant audible. La modulation d'amplitude est aisément obtenue pour les fréquences employées (inférieures à 1 ou 2 mégacycles) et permet de ne réserver pour chaque voie qu'une bande de fréquences exactement égale en largeur à la bande de fréquences du courant audible. Cette méthode est donc fort avantageuse pour les transmissions filaires où l'étendue des fréquences utilisables est bornée, les lignes ordinaires se comportant comme des filtres passe-bas. Mais elle nécessite pour l'ensemble modulateur un bâti de source important, puisqu'il doit fournir autant de courants porteurs qu'il y a de voies à transmettre et exige, pour éviter la diaphonie entre les voies, que tous les circuits soient à caractéristiques strictement linéaires, que les filtrages des diverses fréquences soient excellents. Aussi, si en principe la méthode est simple, sa réalisation ne l'est pas et les équipements de multiplex à nombreuses voies sont fort onéreux et, de ce fait, uniquement employés pour de grandes distances où les économies réalisées sur les câbles justifient l'emploi de telles installations.

Si nous voulons transmettre par câble hertzien, à distance visuelle, un ensemble de voies, transposées par l'équipement multiplex d'une liaison

filaire, nous devons en premier lieu noter la faible puissance haute fréquence que nécessite une telle liaison pour avoir un rapport signal sur bruit suffisant, à savoir quelques milliwatts par voie. Il doit en résulter un prix du câble hertzien nettement inférieur au prix du câble filaire qu'il remplace et nous devons en conclure que de tels systèmes multiplex seront à faible nombre de voies.

Pour une liaison à plus grande distance où les prix des relais seraient importants, il conviendrait d'adopter des systèmes à voies plus nombreuses sans toutefois atteindre la multiplicité des liaisons filaires, les prix des deux sortes de câbles ne devant pas être comparables. La modulation de l'onde émise se fera ici en modulation de fréquence, puisque d'une part il est beaucoup plus facile pour les hyperfréquences d'obtenir une telle modulation que la modulation d'amplitude, et que d'autre part on améliore à la réception le rapport signal/bruit, ce qui est fort intéressant pour une liaison hertzienne. Mais il nous faut ici noter deux points importants : la modulation de l'onde devra conserver toute la linéarité exigée par les conditions de non-diaphonie ; la puissance moyenne de l'onde émise devra être, si n est le nombre de voies, n fois celle exigée pour avoir une bonne réception sur une seule voie (1). Tout ceci nécessite des tubes hyperfréquences pouvant émettre sur une bande de fréquences beaucoup plus large que la bande normale à transmettre avec une puissance d'autant plus grande qu'est grand le nombre de voies. En outre, des circuits supplémentaires de contre-réaction devront être mis sur le câble hertzien lui-même pour obtenir la linéarité désirable.

Finalement, nous voyons qu'un tel système multiplex sur câble hertzien ne peut être envisagé qu'avec un nombre de voies restreint, qu'il conduit à augmenter d'une façon sensible le prix du câble hertzien lui-même, qu'il nécessite des tubes hyperfréquences de caractéristiques assez poussées, tandis que son principal avantage apprécié dans les liaisons filaires, à savoir la possibilité de loger dans une étroite bande le plus grand nombre possible de voies, se révèle ici doublement inutile : d'une part parce que nous ne l'utilisons pas, d'autre part parce que la grande étendue de fréquences disponibles nous dispense de l'utiliser.

Examinons alors l'autre procédé de transmission, à savoir la transmission d'impulsions. Par ce procédé, les voies ne sont pas superposées, mais juxtaposées. Le temps est découpé en tranches égales, dont la fréquence de répétition doit être supérieure au double de la plus haute fréquence audible à transmettre. Dans chacune de ces tranches, un laps de temps est accordé à cha-

cune des voies. Supposons, par exemple, que la fréquence supérieure à transmettre soit 3.000 c/s. Nous admettrons une fréquence de répétition de 8.000 c/s, soit des tranches de temps égales à 125 microsecondes. Si nous voulons loger 12 voies, nous affecterons à chacune des voies un laps de temps de $4 \mu/s$. Il restera des intervalles morts de $6 \mu/s$ nécessaires pour une bonne séparation des voies. Chaque voie se manifestera par une impulsion de 1 microseconde qui pourra se déplacer dans l'intervalle des 4 microsecondes. La fréquence et l'amplitude de ces déplacements traduiront le signal à transmettre. Nous voyons que pour transmettre ainsi 12 voies, il nous faudra disposer d'une largeur de bande de plusieurs mégacycles, ce qui fait tout de suite proscrire ce procédé pour les liaisons filaires ordinaires. Cet inconvénient, ainsi que nous l'avons souligné plus haut, ne compte guère pour une liaison par câble hertzien. Par contre, ce procédé apporte des avantages sensibles dans cette liaison-ci.

Tout d'abord, du fait que les voies sont nettement séparées dans le temps, les conditions de linéarité et de filtrage exigées dans le système précédent disparaissent et il en résulte que, quoique cette transmission soit moins simple à obtenir que la modulation d'amplitude, l'appareillage des équipements terminaux est cependant plus simple et moins onéreux que celui des systèmes multiplex ordinaires. La modulation du tube hyperfréquences se fait très simplement puisque c'est une modulation d'impulsion. La largeur de bande ici exigée de quelques mégacycles correspond au coefficient de surtension du circuit du tube (si ce coefficient est 1.000 pour 10.000 mégacycles, on a 10 mégacycles). Elle est donc facilement obtenue (l'expérience des appareils Radars le prouve) et ne correspond pas à la largeur de bande ci-dessus envisagée qui était une largeur de bande où la modulation était linéaire. Aucune question de linéarité n'intervient ici. Enfin, même si on pense que pour avoir le rapport signal sur bruit exigé la puissance haute fréquence nécessaire sera plus grande dans la transmission par impulsions que dans celle à modulation de fréquence, son ordre de grandeur restera le même, c'est-à-dire de quelques milliwatts par voie. Cet accroissement ne doit pratiquement pas entrer en ligne de compte dans l'évaluation du prix du système.

Ce procédé correspond à une diminution des prix à la fois des équipements terminaux et du câble lui-même. Il semble donc qu'il est le plus indiqué pour la transmission, par câbles hertiens.

Notons ici qu'on ne doit pas envisager un ensemble modulateur ordinaire, puis sa transposition en impulsion pour le câble hertzien. En effet, l'exemple ci-dessus cité montre assez clairement que si on voulait transmettre des fréquences nettement supérieures aux fréquences audibles, les fréquences de répétition deviendraient si grandes et les impulsions elles-mêmes deviendraient si petites qu'on atteindrait des lar-

(1) La réalité est plus complexe, mais le résultat final est environ celui indiqué. Si toutes les voies existaient continuellement avec de fréquentes coïncidences de toutes les tensions maxima, ce n'est pas n fois mais n^2 fois la puissance d'une voie qu'il serait nécessaire de transmettre. Si l'on admet que pratiquement il n'y aura que $\sqrt{n}$ tension qui coïncideront, il faut, ce qui est ici indiqué, n fois la puissance nécessaire pour une voie.

geurs de bande prohibitives qui nécessiteraient des appareillages difficiles à construire et onéreux. En outre, il faudrait conserver toute la linéarité exigée par la non-diaphonie dans la modulation de ces impulsions, ce qui entraînerait encore des circuits supplémentaires sur le câble hertzien. Les deux procédés de transmission, superposition ou juxtaposition des voies, doivent pratiquement être considérés comme entièrement distincts et jamais mêlés dans une liaison multiplex.

Si dans une liaison à distance visuelle, on arrive ainsi à la conclusion que la liaison multiplex la moins onéreuse sera celle qui groupera un ensemble de liaisons multiplex indépendantes d'une dizaine à une vingtaine de voies, transmises par impulsions, il reste à savoir ce qu'il conviendra d'adopter pour une liaison à grande distance où plusieurs centaines de voies seront nécessaires. En ce cas, les relais augmenteront le prix du câble hertzien. En chaque station de relais, nous aurons autant de relais que de câbles hertiens, et le problème est alors de savoir s'il sera moins coûteux d'avoir une liaison multiplex de 100 ou 200 voies du genre filaire avec un câble hertzien modulé en fréquence ou une dizaine de câbles hertiens modulés en impulsions.

Notons que même pour de très grandes distances on pourra s'arranger, en profitant de stations à altitudes élevées séparées par des plaines, de n'avoir qu'un nombre de relais assez faible. Si l'on admet que les ondes se propagent comme la lumière, un émetteur situé à 900 mètres d'altitude portera dans la plaine à 110 kilomètres. Comment faut-il concevoir un de ces relais ? Quel que soit le genre de transmission, il faudra prévoir un changement de fréquence pour éviter des oscillations parasites. Il y aura par exemple, changement de l'onde de 10.000 mégacycles en une onde de 50 mégacycles, puis sa transposition sur une onde de 10.050 mégacycles, qui à son tour sera émise vers la station relais suivante. Dans une transmission à modulation de fréquences, il sera nécessaire d'effectuer toutes ces opérations avec toute la linéarité nécessaire, tandis que dans le relais d'une transmission par impulsions ces opérations seront simplifiées à l'extrême. Notons enfin qu'aussi bien dans un système que dans l'autre, on pourra imaginer un seul aérien pour la réception comme pour l'émission. En effet, si nous adoptons le multiplex par impulsions, nous pourrions admettre que chaque fréquence est réglée au $1/1.000^{\circ}$, et la bande occupée de 10 mégacycles si bien que nous pourrions sans aucune crainte espacer de 50 mégacycles les différentes voies. Si chaque système multiplex est de 24 voies, nous transmettrons, en tenant compte des exigences des relais, 240 voies sur une étendue de 1.000 mégacycles, et nous pouvons concevoir des aériens à ondes progressives ayant une largeur de bande relative de 10 %. Par ailleurs, comme une puissance relativement faible sera exigée pour chaque tube émetteur (on peut situer la puissance moyenne autour de quelques

watts), on peut imaginer que chaque boîte de relais qui ne contiendra qu'une demi-douzaine de tubes pourra occuper un volume fort restreint. On aurait ainsi au départ 10 ondes émises sur 9.500-9.600 ...10.500 mégacycles. Au premier relais, ces 10 ondes se transformeraient en 10 ondes 9.550-9.650...10.550 mégacycles, au deuxième on émettrait les ondes initiales (1).

S'il est difficile de dire dès maintenant quelle serait pour une liaison à grande distance l'installation la moins onéreuse des deux (multiplex à modulation de fréquence ou modulation à impulsion), il paraît certain que la deuxième solution apporterait des avantages certains pour l'exploitation. Le matériel pourrait être uniformisé, standardisé, quelle que soit la distance. Les appareils pourraient être utilisés à plein, les heures creuses permettant les visites d'un pourcentage mis alors hors de service.

En conclusion, nous pouvons nous attendre à ce que le procédé de transmissions par impulsions soit dans l'avenir le seul employé pour les liaisons par câbles hertiens à distance visuelle, liaisons qui remplaceront de plus en plus les liaisons câbles-filaires multiplex. Les réalisations pratiques de ces liaisons conditionneront leur application à des liaisons à grande distance. Il est donc fort important d'entreprendre ces réalisations et de les rendre les plus économiques possibles. En ce but-ci, il sera bon d'étudier des tubes pour hyperfréquences analogues aux tubes magnétrons des radars en ce qui concerne leur fréquence et leur possibilité d'émettre des impulsions. Ils devraient s'en différencier par une puissance moyenne nettement inférieure (de l'ordre de quelques watts), par une durée de vie bien plus élevée, par une impédance plus faible qui permettra de les alimenter sous une tension assez basse et finalement par un prix de revient et d'installation beaucoup moins élevé. Il conviendra aussi d'étudier des tubes oscillateurs pour le changement de fréquence et des tubes à forte pente qui fonctionneront sous des voltages peu élevés et seront d'un format réduit afin que les équipements puissent être enfermés dans un volume relativement faible. En résumé, l'économie d'une liaison multiplex par câble hertzien est, en raison des faibles puissances haute fréquence nécessaires et des grandeurs des fréquences employées, conditionnée beaucoup moins par les performances hertiennes du câble (rapport signal sur bruit, largeur de bande occupée) que par le prix des équipements accessoires. C'est donc sur ceux-ci qu'il convient de réaliser la plus grande économie et les systèmes à impulsions paraissent fondamentalement présenter de sérieux avantages.

(1) Des systèmes à impulsions à plus grand nombre de voies (50 ou 100 par exemple) ne seraient pas avantageux, car ils exigeraient des impulsions très courtes, donc des bandes très larges présenteraient des difficultés de réalisations et nécessiteraient des équipements onéreux. Notons encore que lorsqu'on connaît les difficultés rencontrées pour transmettre sans diaphonie un ensemble de 12 voies en modulation de fréquence, on peut rester sceptique sur la réalisation pratique et à bon marché d'un ensemble de 100 ou 200 voies à modulation de fréquence.

DEUX APPAREILS DE MESURE POUR ONDES CENTIMETRIQUES : Q-MÈTRE ET WATTMÈTRE ⁽¹⁾

PAR

A.-G. CLAVIER et R. CABESSA

(Laboratoire Central de Télécommunications)

SOMMAIRE

Dans le domaine des mesures en hyperfréquence, le Laboratoire Central de Télécommunications s'est, en particulier, attaché à la mesure de deux grandeurs fondamentales : le coefficient de surtension des volumes résonnants et la puissance transmise le long d'une ligne par un générateur d'ondes à un dispositif d'utilisation.

Ces recherches ont été effectuées sous le patronage du C.N.E.T. Elles ont permis de réaliser deux appareils : un Q-mètre et un wattmètre dont la description est l'objet de la présente communication.

A. — Q-mètre hyperfréquence L.C.T.

Principe.

On peut donner du facteur de surtension d'un circuit la définition énergétique suivante, applicable aux circuits à constantes localisées comme aux circuits à constantes réparties (lignes de transmission, volumes résonnants) pour un type d'oscillation déterminé :

— le facteur de surtension d'un circuit est égal à deux π fois le rapport de la valeur moyenne de l'énergie électromagnétique totale à la quantité moyenne d'énergie perdue en chaleur, les valeurs moyennes étant prises sur une période (2).

Si l'on couple de manière apériodique, et par un couplage lâche, un détecteur à caractéristique quadratique à un circuit oscillant, la déviation y de l'appareil de mesure associé à ce détecteur obéit, dans le cas de circuits à constantes localisées, à la relation :

$$\frac{y}{y_{\max}} = \frac{1}{1 + \beta^2 Q^2} \quad (1)$$

avec
$$\beta = \frac{(F - F_0)(F + F_0)}{F \times F_0}$$

soit sensiblement :

$$\beta \approx \frac{2(F - F_0)}{F_0} \approx \frac{\Delta F}{F_0}$$

Q étant le facteur de surtension. La mesure de Q peut donc se déduire de la courbe de résonance y en fonction de la fréquence (voir fig. 1). En pratique, on effectue la mesure suivant le processus ci-dessous :

A l'aide d'un tube à grille positive GP 1, dont la tension plaque est périodiquement variable (à 210 c/s par exemple), on crée un champ électro-

magnétique de fréquence variant périodiquement au rythme de 210 c/s, avec lequel on excite le volume résonnant VR_x dont on veut mesurer le facteur de surtension (fig. 2). Un cristal détecte

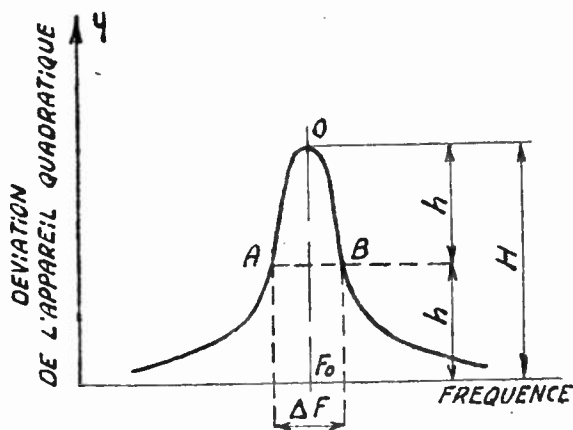


FIG. 1.

l'intensité du champ dans le volume résonnant. Cette intensité varie en fonction de la fréquence excitatrice de telle façon que le point obtenu en portant en abscisse la fréquence et en ordonnée l'intensité du champ décrirait la courbe de résonance du volume VR_x 210 fois par seconde. Le courant détecté est, après amplification, appliqué sur les plaques verticales d'un oscillographe cathodique, dont la déviation horizontale est obtenue à l'aide d'une tension proportionnelle à celle qui module GP 1. La courbe de résonance du circuit à étudier se trouve ainsi projetée sur l'écran de l'oscillographe. La valeur moyenne de la fréquence de l'oscillateur GP 1 est réglée de façon que cette courbe se trouve au centre de l'écran.

En réduisant les limites entre lesquelles varie la tension appliquée au tube GP 1, on décrit la

(1) Conférence faite le 8 mai 1946 devant la 5^e section de la Société des Radioélectriciens.

(2) A.-G. CLAVIER. *Bulletin de la Société Française des Electriciens*, mars 1941.

portion AOB de la courbe de résonance (voir fig. 3). Si cette opération se fait sans réduction de la tension de balayage horizontal, la courbe s'élargit et la hauteur d'image décroît. En général, on choisit une amplitude moitié de l'amplitude maxima. Dans ce cas :

$$Q = \frac{F_0}{\Delta F}$$

Ce faisant, on règle la modulation de fréquence du générateur pour des excursions égales à

$$\pm \frac{\Delta F}{2}$$

Le facteur de surtension peut maintenant se déduire des mesures de la fréquence F_0 ainsi que l'excursion de fréquence totale $\Delta F = 2 \times \frac{\Delta F}{2}$ de l'oscillateur.

La valeur de la fréquence de résonance F_0 s'obtient par comparaison avec un volume résonnant étalonné, à fréquence réglable. L'excursion de fréquence $\pm \frac{\Delta F}{2}$ est mesurée par une méthode de double battement suivant le processus ci-après (fig. 2).

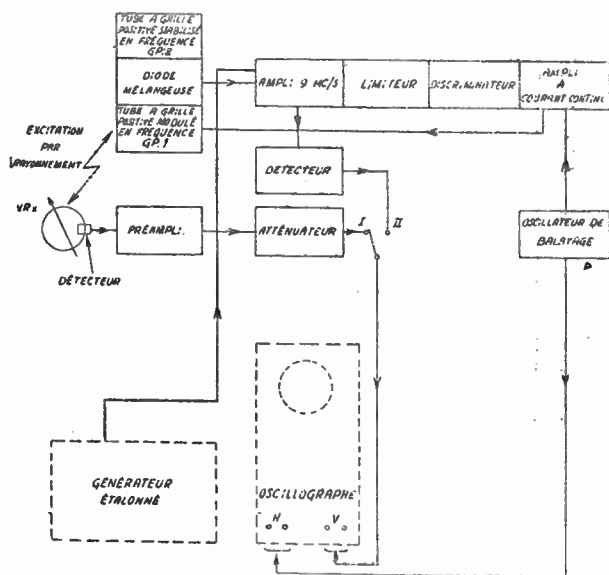


FIG. 2.

Au moyen d'un circuit changeur de fréquence, on transpose les variations de fréquence $\pm \frac{\Delta F}{2}$ qui ont lieu autour de 3.000 Mc/s par exemple sur une fréquence de battement de 9 Mc/s. Cette opération s'effectue dans une lampe mélangeuse et grâce à l'emploi d'un oscillateur auxiliaire GP 2 (stabilisé par volume résonnant) de fréquence stable réglée dans l'exemple précédent à 3.009 Mc/s. On obtient ainsi une onde de 9 Mc/s modulée en fréquence de $\pm \frac{\Delta F}{2}$. Cette onde est amplifiée dans un amplificateur à 9 Mc/s de largeur de bande appropriée. Simultanément à l'en-

trée de l'amplificateur, on injecte une faible tension de fréquence pure f provenant d'un générateur étalonné autour de 9 Mc/s. On observe la figure obtenue après détection à la sortie de l'amplificateur, au moyen de l'oscilloscope dont la déviation verticale est maintenant actionnée par ce courant détecté.

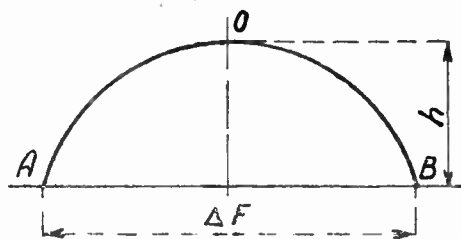


FIG. 3.

Il se produira un battement entre l'oscillation de la fréquence périodiquement variable 9 Mc/s $\pm \frac{\Delta F}{2}$ et l'oscillation de la fréquence pure f . Deux fois au cours d'un cycle de modulation (210 c/s), la fréquence variable sera en synchronisme exact de la fréquence fixe ; de part et d'autre de cette position de synchronisme, la valeur de la fréquence de battement ira en croissant.

C'est bien ce que l'on observe à l'oscilloscope, où la position de synchronisme apparaît comme une petite plage entourée de part et d'autre de pseudo-sinusoïdes progressivement de plus en plus resserrées (fig. 4). On déplace cette position de synchronisme dite « diabolotin » d'un bout à l'autre du balayage horizontal, en agissant sur la fréquence f du générateur étalonné et repérant sur la courbe d'étalonnage de ce générateur l'écart ΔF correspondant aux deux extrémités.

D'où le facteur de surtension :

$$Q = \frac{F_0}{\Delta F}$$

Réalisation.

La difficulté à laquelle on se heurte lorsqu'on veut mesurer les coefficients de surtension élevés qu'on rencontre couramment dans la technique des ondes hyperfréquences vient de l'instabilité en fréquence de l'oscillateur.

En effet, si on désire mesurer un coefficient de surtension de 30.000 avec une précision supérieure à 10 %, il est nécessaire d'avoir une stabilité de fréquence de l'ordre de 10^{-6} . Dans ce but,



FIG. 4.

toutes les sources haute tension du tube oscillateur sont stabilisées par des dispositifs à contre-réaction (stabilité $\pm 2/10.000^\circ$), tandis que le filament du tube est alimenté à partir d'une batterie d'accumulateurs. De plus, le tube lui-même

est protégé par un écran des réflexions intempestives dues au déplacement de l'opérateur.

La stabilité est encore améliorée dans un rapport de 20 environ par l'emploi d'un dispositif dit « à compression de fréquence », dispositif qui étend à la modulation en fréquence les propriétés de la contre-réaction en modulation d'amplitude.

Le signal modulé en fréquence provenant du tube à grille positive, GP 1, dont la tension plaque est périodiquement variable est — après transposition sur une fréquence intermédiaire et amplification — envoyé à travers un ensemble limiteur-discriminateur qui fournit une tension détectée proportionnelle à l'écart de fréquence instantané. Cette tension est, après amplification, dans un étage à courant continu, réinjectée dans la plaque du tube oscillateur GP 1, de façon à diminuer l'excursion de fréquence de ce tube (fig. 2). Toutes les variations de fréquence sont ainsi réduites dans un rapport égal au taux de compression de fréquence qui ne dépend que du rapport tension plaque/fréquence du tube oscillateur, du rapport fréquence/tension du discriminateur et de l'amplification de l'étage à courant continu. Grâce à ce dispositif, toutes les variations de fréquence accidentelles ou non sont réduites dans un rapport égal à 20 environ.

Dans ce dispositif, l'oscillateur local utilisé dans le changement de fréquence sert de référence de stabilité en fréquence. Il est constitué par un tube à grille positive couplé à un volume résonnant. En effet, si l'on enfonce l'extrémité court-circuitée de la ligne bifilaire d'un tube à grille positive à l'intérieur d'un volume résonnant, on constate que la fréquence d'oscillation engendrée est déterminée par la fréquence de résonance du volume résonnant ; celle-ci doit, avant tout, être inférieure à la fréquence d'oscillation propre du tube à grille positive. La fréquence du régime stabilisé ainsi obtenu dépend essentiellement des facteurs suivants :

1. — La fréquence de résonance du volume résonnant.

Cette fréquence, qui commande la fréquence du régime stabilisé, est variable avec l'enfoncement d'un piston axial, le déplacement de ce piston étant effectué à l'aide d'un démultiplicateur.

2. — Le couplage de la ligne du tube à grille positive au volume résonnant.

Pour une même longueur de ligne, si l'on diminue le couplage, on augmente le taux de stabilisation, mais on réduit en même temps la gamme des fréquences stabilisées, ce qui conduit à adopter un compromis. Le taux de stabilisation est défini par le rapport de la variation de fréquence d'un tube à grille positive non stabilisé à celle d'un tube stabilisé, pour une même longueur d'onde. Ce taux peut dépasser 25.

3. — La longueur de ligne du tube à grille positive.

A couplage constant, et pour une même fréquence de résonance du volume résonnant, il

existe une longueur optimum correspondant à l'amplitude maxima des oscillations ;

4. — La tension plaque du tube.

La variation de fréquence du tube à grille positive stabilisé est sensiblement linéaire en fonction de sa tension plaque dans certaines limites (par exemple ± 5 V de part et d'autre d'une tension correspondant à un point voisin du maximum d'amplitude).

En pratique, on a choisi un couplage et une longueur de ligne convenables que l'on maintient constants (fig. 5). La fréquence du tube à grille positive stabilisé est commandée simultanément par le volume résonnant et la tension plaque.

La plage de fonctionnement du tube à grille positive stabilisé est, dans ces conditions, assez étroite (par exemple ± 2 mm. autour de

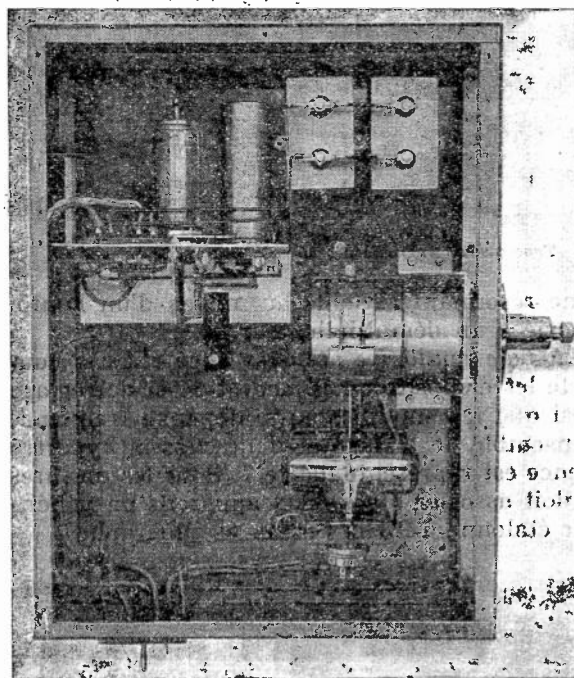


FIG. 5. Châssis hyperfréquence.
Tube à grille positive stabilisée par volume résonnant.

100 mm.). On pallie à cet inconvénient en groupant dans un châssis séparé du reste de l'appareil tous les éléments hyperfréquences et en disposant d'autant de châssis que l'on désire avoir de gammes de longueurs d'onde.

Un tel châssis hyperfréquence (fig. 6) comprend :

— un tube à grille positive générateur du champ électromagnétique modulé en fréquence, à longueur de ligne réglable au moyen d'un bouton associé au démultiplicateur.

— une diode mélangeuse utilisée pour le changement de fréquence. Cette diode est associée à une ligne trifilaire court-circuitée pour les hyperfréquences par un écran et terminée au delà de cet écran sur un circuit antirésonnant à 9 Mc/s.

— un tube à grille positive stabilisé par un vo-

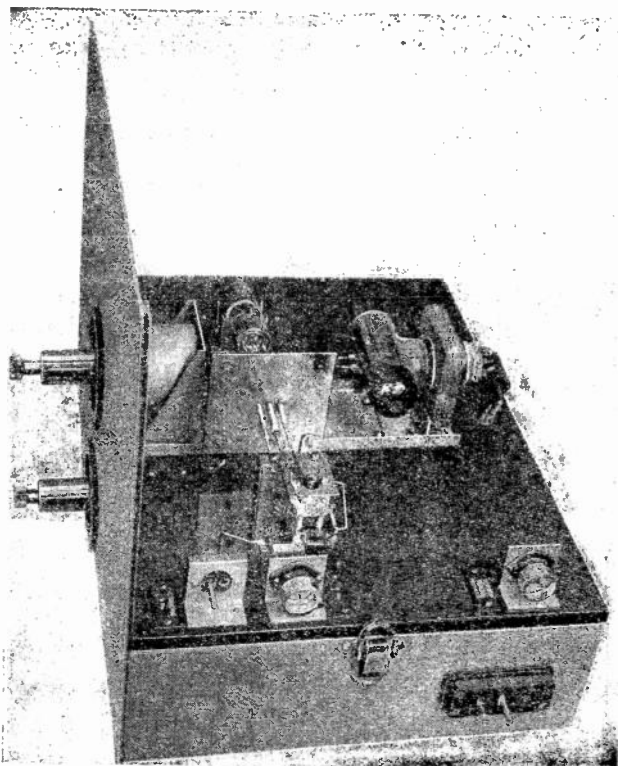


FIG. 6. — Châssis hyperfréquence.
Tube modulé en fréquence et mélangeur hyperfréquence.

lume résonnant réglable au moyen d'un bouton associé à un démultiplicateur.

La baie auxiliaire associée à ce châssis comporte les dispositifs d'alimentation et de réglage, ainsi que les amplificateurs moyenne fréquence. L'ensemble de la baie et d'un châssis hyperfréquence est représenté figure 7. Pour les mesures, on doit associer à ces deux appareils un générateur étalonné à 9 Mc/s et un oscillographe.

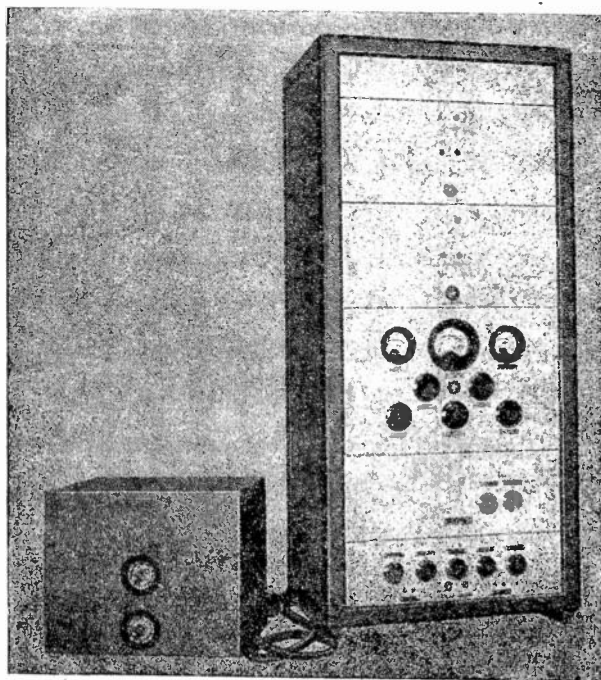


FIG. 7. — Qmètre hyperfréquence. Vue d'ensemble.

Utilisation.

Le Q-mètre hyperfréquence L.C.T. permet la mesure de coefficients de surtension compris entre 2.000 et 50.000 environ, avec une précision de l'ordre de 10 %.

Il a été utilisé pratiquement pour mesurer à 8 cm. de longueur d'onde les coefficients d'affaiblissement de coaxiaux ou de guides circulaires fonctionnant en onde E_{01} ou H_{11} , en utilisant les formules reliant le coefficient de surtension d'un volume résonnant au coefficient d'affaiblissement d'un guide.

En effet, soit un volume résonnant cylindrique de grande longueur par rapport à son diamètre ; si on néglige les pertes dans les parois terminales, on démontre (1) que le coefficient de surtension Q du volume résonnant est lié au coefficient d'affaiblissement α du guide cylindrique de même surface latérale par la relation

$$Q = \frac{\pi}{\alpha \lambda_g} \quad (2)$$

dans laquelle λ_g est la longueur d'onde de propagation de l'énergie moyenne dans le guide. Cette grandeur est liée à la longueur d'onde de phase λ' dans le guide et à la longueur d'onde λ dans l'air par la relation :

$$\lambda_g = \frac{\lambda^2}{\lambda'}$$

Cette expression continue à s'appliquer si, au lieu d'un guide cylindrique, on considère un coaxial et le volume résonnant constitué par un tronçon de câble coaxial de grande longueur par rapport à son diamètre.

Dans ce cas particulier, les trois expressions longueur d'onde de phase, de propagation d'énergie et longueur d'onde dans l'air se confondent.

D'où la méthode employée pour déterminer le coefficient d'affaiblissement de guides ou de coaxiaux : On mesure les coefficients de surtension Q_n, Q_{n+1} des volumes résonnants constitués par des tronçons de guides ou de coaxiaux de longueurs croissantes égales à $n, n+1$ demi-longueurs d'onde. Les chiffres obtenus Q_n, Q_{n+1} etc., tendent vers une limite Q_∞ lorsque la longueur du guide ou du coaxial croît. Pratiquement cette valeur est atteinte à 10 % près lorsque n est de l'ordre de 20.

La formule (2) nous permet, à partir de cette valeur de Q et à partir de λ_g , facilement calculable, de connaître la valeur du coefficient d'affaiblissement : α .

Cette méthode nous a permis de déterminer l'influence de l'état des surfaces ou de la nature du diélectrique sur la valeur des coefficients d'affaiblissement de guides ou câbles coaxiaux. En particulier sur des tubes de cuivre à surface polie, à diélectrique air, les résultats donnés par l'expérience ont été du même ordre de grandeur que les chiffres calculés, mais toujours inférieurs de 15 à 20 %.

(1) A.-G. CLAVIER. Conférences sur les Ondes Electromagnétiques Centimétriques, Cours E.S.E.

B. — Wattmètre hyperfréquence L.C.T.

Principe.

L'appareil a pour objet de mesurer, sur une ligne coaxiale, la puissance transmise par un générateur d'ondes centimétriques à un dispositif d'utilisation, constitué par exemple par un organe rayonnant, antenne ou pavillon. Le wattmètre utilisé pour cette mesure permet donc de contrôler le réglage des paramètres de fonctionnement du générateur et celui des éléments de liaison entre le générateur et le circuit d'utilisation, et de connaître en valeur absolue la puissance transmise.

Le générateur d'ondes centimétriques est relié à l'appareil d'utilisation par une ligne coaxiale de transmission qui est le siège d'ondes stationnaires. En désignant par E_1 l'intensité du champ électrique en un point quelconque d'une section droite située au niveau d'un ventre et par E_2 l'intensité de ce champ au point correspondant de la section droite située au niveau du nœud contigu, on démontre (1) que la puissance transmise est proportionnelle au produit des amplitudes de ces champs :

$$P = K_0 E_1 E_2$$

Pour réaliser un wattmètre utilisant cette propriété, on disposera le long de la ligne coaxiale (voir fig. 8) une sonde mobile constituée par une petite antenne captant une excitation proportionnelle au champ électrique à la surface du conducteur périphérique. Le couplage entre la sonde et

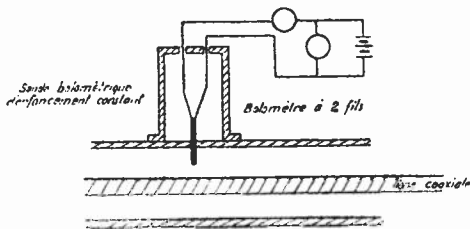


FIG. 8.

la ligne est prévu suffisamment faible pour ne pas perturber les vibrations dont cette dernière est le siège. La sonde est déplacée le long d'une génératrice de la ligne en conservant les mêmes coordonnées dans la section droite. Un bolomètre chauffé par le courant hyperfréquence capté par la petite antenne permet d'obtenir une mesure de son excitation.

L'expression

$$P = K_0 E_1 E_2$$

peut dès lors être remplacée par

$$P = K \sqrt{W_1} \sqrt{W_2} \quad (1)$$

W_1 et W_2 étant respectivement les puissances captées par la sonde bolométrique et dissipées dans le bolomètre aux points de champs électriques E_1 et E_2 .

(1) Voir un dispositif de mesure de puissance sur ondes centimétriques, par V. ALTOVSKY et G. GOUDER, Bulletin C.G.C.T. - L.M.T. - L.L.M.T. (Notice n° 17).

Le coefficient de proportionnalité K du wattmètre, qui dépend notamment de l'enfoncement de l'antenne, est déterminé au cours d'une opération d'étalonnage dans laquelle la puissance est mesurée par un autre procédé : celui de la dissipation dans une lampe de charge. Ce coefficient est, pour une résistance donnée du bolomètre, sensiblement constant dans la gamme de réglage du wattmètre grâce à un dispositif d'adaptation de la sonde bolométrique.

Pour étendre la gamme de mesure de l'appareil, on emploie deux sondes hyperfréquences fonctionnant l'une dans la gamme 50 mW à 15 W, l'autre 500 mW à 150 W. La première capte environ $1/100^{\circ}$ de la puissance transmise, la seconde $1/1.000^{\circ}$. La puissance captée à mesurer devrait donc pouvoir varier de 0,5 à 150 milliwatts.

Étant donné, — comme on le verra plus tard — qu'on est amené à choisir plusieurs points de fonctionnement correspondant à des résistances différentes du bolomètre, le coefficient K varie pour un enfoncement donné dans la gamme, et il devient nécessaire de pouvoir mesurer des puissances captées comprises entre 0,15 et 150 milliwatts.

Le problème se ramène donc à une mesure de la puissance dissipée dans un bolomètre excité par un champ hyperfréquence.

Pour effectuer cette mesure, on utilise le bolomètre en le portant toujours à la même température. Il a alors toujours la résistance ρ et dissipe la puissance totale constante W .

En l'absence de champ hyperfréquence, on lui fournit cette puissance W en le faisant parcourir par un courant de mesure (alternatif ou continu). Lorsque le bolomètre est placé dans le champ, on diminue ce courant de mesure, de façon que le bolomètre dissipe toujours la même puissance W . La différence des puissances fournies au bolomètre par les deux courants de mesure successifs donne la valeur de la puissance hyperfréquence captée par le bolomètre. On travaille donc à résistance du bolomètre constante et à puissance de mesure dissipée variable.

Soit i le courant de mesure parcourant le bolomètre en l'absence de champ hyperfréquence et ρ la résistance constante du bolomètre. Celui-ci dissipe une puissance $W_1 = \rho i^2$.

On plonge alors le bolomètre dans un champ hyperfréquence et on change le courant de mesure i de façon que la résistance du bolomètre reste égale à ρ . Le courant de mesure devient $i - \Delta i$. La puissance dissipée par le bolomètre est toujours W_1 mais elle se compose de :

— la puissance fournie par la source auxiliaire $W_2 = \rho (i - \Delta i)^2$

— la puissance fournie par le champ hyperfréquence ΔW .

$$\text{On a donc : } \Delta W = W_1 - W_2 = \rho i^2 - \rho (i - \Delta i)^2 = \rho (2 i \Delta i - \Delta i^2) \quad (2)$$

On connaît ρ et i qui ont une valeur fixe repérée à l'avance. On mesure Δi . La puissance hyperfréquence est donc fonction de la différence des courants de mesure parcourant le bolomètre. On

peut donc étalonner directement l'appareil de mesure de la variation de ce courant en puissance hyperfréquence dissipée par le bolomètre, ou mieux en puissance transmise par la ligne de mesure.

Cet étalonnage exige que les grandeurs et i restent bien constantes en toutes circonstances.

Or, si on prend un autre bolomètre et si on le fait parcourir par le même courant i , sa résistance sera en général différente de ρ ; il faudrait modifier l'étalonnage de l'appareil de mesure de variation de courant.

On remédie à cet inconvénient en choisissant une valeur de résistance définie légèrement supérieure à la valeur que prennent en moyenne les différents bolomètres parcourus par le courant i et en chauffant l'échantillon de mesure par une deuxième source auxiliaire pour porter sa résistance à la valeur ρ . On réalise ainsi artificiellement un bolomètre de caractéristiques choisies à l'avance quel que soit l'échantillon considéré.

Pour que les réglages de la source de mesure et de la source de chauffage puissent être rendus indépendants, on choisit le courant de mesure alternatif (800 c/s) et le courant de chauffage continu. Les appareils de mesure employés sont tous précédés d'amplificateurs insensibles au courant continu. Le réglage de la source alternative se fait par l'intermédiaire d'un transformateur, au moyen d'un rhéostat placé dans le primaire. La source continue, placée en parallèle sur le bolomètre, a une résistance interne plus de cent fois supérieure à la résistance de celui-ci, et son réglage n'affecte pas le réglage de la source alternative.

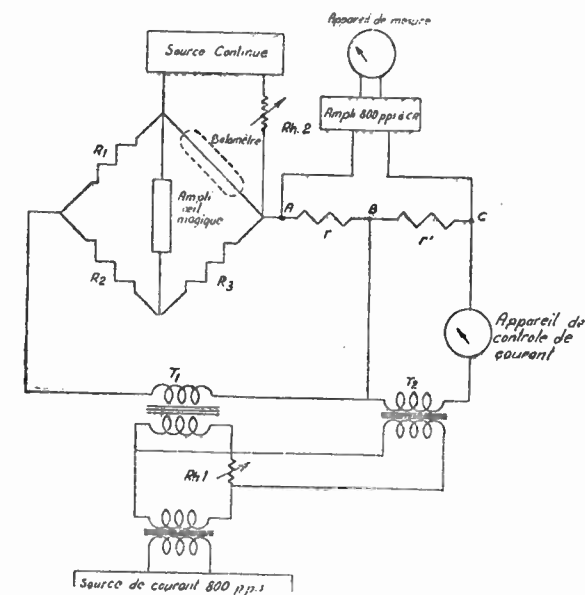


FIG. 9.

Pour mesurer les trois grandeurs qui nous intéressent (la résistance du bolomètre, le courant qui le parcourt en l'absence de champ hyperfréquence et la variation de courant Δi au cours de la mesure), on adopte le schéma de principe figure 9.

On insère le bolomètre dans un pont de mesure qui est équilibré lorsque la résistance du bras bolométrique est égale à ρ . On vérifie l'équilibre du pont, en courant alternatif de mesure, en insérant dans la diagonale un appareil de zéro (amplificateur à œil magique). On calcule la valeur de ρ à partir de la résistance des trois autres bras.

On mesure le courant i qui parcourt le bolomètre en mesurant la tension V_1 aux bornes d'une résistance r en série avec le pont bolométrique. Pour cela, on alimente l'ensemble du pont bolométrique et la résistance r par un transformateur T_1 fournissant le courant I . Dans le circuit d'un deuxième transformateur T_2 on fait passer un courant I' constant traversant une résistance r' ayant un point commun avec la résistance r et telle que :

$$V_2 = r'I' = -V_1 = -rI$$

Lorsque le courant i traverse le bolomètre, un appareil de mesure placé entre A et C reste au zéro. Le courant I' reste fixe et de valeur connue, lisible sur un appareil de contrôle placé en série avec r' . On en déduit facilement la valeur du courant i .

$$I = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + \rho} \times \frac{r}{r'} \times I'$$

Si maintenant le courant traversant le bolomètre devient $i - \Delta i$, la différence de potentiel entre A et B devient $V_2 - \Delta V$, celle entre A et C devient $-\Delta V$. L'appareil de mesure placé entre A et C dévie donc en fonction de la variation de courant Δi du bolomètre.

La puissance hyperfréquence à mesurer est égale à :

$$W = \rho [2i \Delta i - (\Delta i)^2]$$

Comme ρ et i sont constants et connus, la déviation de l'appareil de mesure de variation de courant est fonction uniquement de la puissance hyperfréquence captée par le bolomètre.

D'autre part, pour mesurer avec le même appareil une gamme de puissances comprises entre 0,15 et 150 milliwatts, il est nécessaire de disposer de plusieurs sensibilités. On en a choisi 6 en tout, correspondant à des puissances captées mesurables, égales au plus à :

$$0,5 \text{ mW} - 1,5 \text{ mW} - 5 \text{ mW} - 15 \text{ mW} \\ - 50 \text{ mW} - 150 \text{ mW}$$

Il n'est pas avantageux, pour mesurer des puissances aussi différentes, de choisir le même point de fonctionnement. Une étude préliminaire des caractéristiques de différents bolomètres a montré que, lorsque la puissance dissipée croissait, la sensibilité de l'appareil de zéro de pont bolométrique — définie par le rapport $\frac{d\rho}{\rho dV}$ —

décroissait régulièrement. Ceci nous a conduits à choisir des points de fonctionnement différents dans chaque sensibilité, donc des résistances ρ différentes. Le coefficient de proportionnalité K entre la puissance hyperfréquence transmise par la ligne de mesure et la racine carrée du produit des puissances hyperfréquence captées par la

sonde en un ventre et en un nœud de courant varie alors avec la résistance ρ . Il a été déterminé pour chaque sensibilité au cours des opérations d'étalonnage.

Ceci nous a permis de graduer directement l'appareil de mesure en racine carrée de puissance hyperfréquence transportée par la ligne de mesure. Six graduations correspondent aux six sensibilités de l'appareil. On passe d'une sensibilité à la suivante par une simple commutation qui branche aux bornes du bolomètre, des appareils de mesure et des organes d'alimentation les résistances convenables dans chaque sensibilité.

Réalisation.

Le wattmètre hyperfréquence comporte trois parties principales :

1° Une ligne de mesure (fig. 10), d'impédance caractéristique constante 90 ohms et de longueur

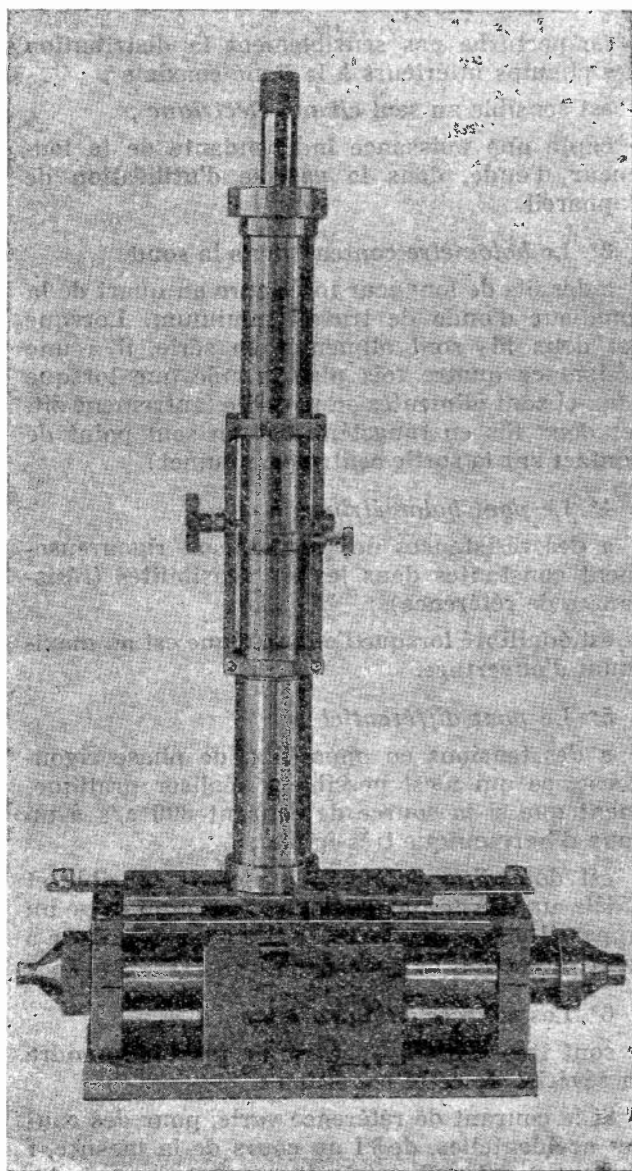


FIG. 10. — Sonde bolométrique et ligne de mesure.

réglable, que l'on insère entre l'organe d'utilisation et le générateur hyperfréquence.

On règle sa longueur égale à un nombre entier de demi-ondes, de façon que l'impédance de sortie de la ligne soit égale à son impédance d'entrée. On a pratiqué suivant une génératrice, une fente dans laquelle se déplace l'antenne de la sonde bolométrique ;

2° Une sonde bolométrique (fig. 10 et fig. 11) montée sur un chariot coulissant le long de la ligne de mesure. La sonde proprement dite est une cavité coaxiale, accordable au moyen d'un piston réflecteur. Le bolomètre est inséré en série dans le coaxial intérieur. On règle la longueur de la cavité coaxiale et la position du bolomètre de façon à créer un régime d'ondes stationnaires et à placer les fils bolométriques en un ventre de courant.

Le bolomètre (fig. 12) est lui-même constitué par deux fils en tungstène de diamètre 16 microns, de longueur 12 mm., et soudés, d'un côté à deux sorties en dumet, de l'autre à une sortie en dumet. Ils sont parcourus en parallèle par le courant hyperfréquence et en série par les courants de mesure et de chauffage, ce qui permet de disposer de sorties commodées vers la baie d'alimentation et de mesure. Les fils sont maintenus sous vide dans un ballon de verre contenant un getter au phosphore qui augmente la stabilité des caractéristiques ;

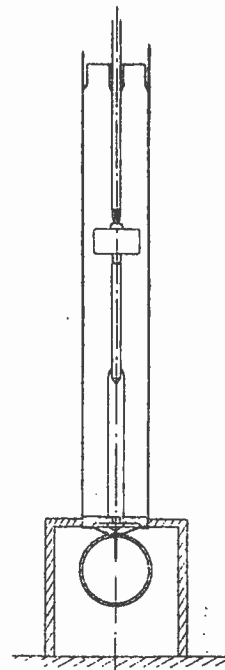


FIG. 11.

3° Une baie d'alimentation et de mesure (fig. 13) reliée à la sonde par les fils d'alimentation du bolomètre et contenant l'ensemble des deux ponts schématisé figure 2, excepté le bolomètre contenu dans la sonde hyperfréquence. Il comporte :

a) Le commutateur de sensibilité et les rhéostats de réglage de courant de mesure et de chauffage ;

b) Les trois appareils de mesure : amplificateur à œil magique placé dans la diagonale du pont bolométrique, appareil de contrôle de courant placé dans la branche non réglable du pont différentiel, appareil de mesure de variation de courant précédé d'un amplificateur à contre-réaction ;

c) Les sources de courant de mesure (800 c/s) et de chauffage (continu).

Le dimensionnement et la construction mécanique de la ligne de mesure et de la sonde, ainsi que les caractéristiques électriques de la baie de mesure, ont pour but de réaliser les conditions suivantes, essentielles pour le bon fonctionnement du wattmètre :

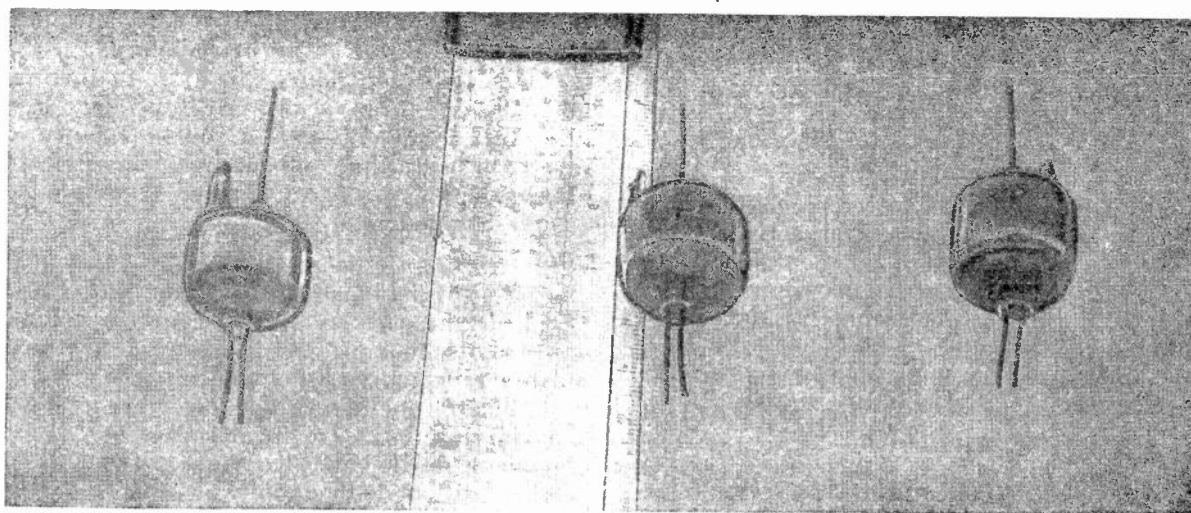


FIG. 12. — Bolomètres à 2 fils et 3 sorties.

1° La ligne de mesure

est de caractéristique uniforme et ne change pas les conditions d'adaptation de l'organe d'utilisation au générateur hyperfréquence ;

est le siège d'un seul type de configuration d'ondes (ondes coaxiales quasi libres, à l'exclusion des ondes guidées) ;

a des pertes négligeables par rapport à l'énergie transmise.

2° La sonde

est déplacée le long d'une génératrice de la

ligne en conservant les mêmes coordonnées dans la section droite ;

ne perturbe pas sensiblement la distribution des champs intérieurs à la ligne coaxiale ;

est sensible au seul *champ électrique* ;

capte une puissance indépendante de la longueur d'onde, dans la gamme d'utilisation de l'appareil.

3° Le bolomètre contenu dans la sonde

a des fils de longueur inférieure au quart de la longueur d'onde de travail minimum. Lorsque ses deux fils sont alimentés en série, il a une résistance quatre fois plus grande que lorsque ceux-ci sont alimentés en parallèle (autrement dit, les deux fils en tungstène ont un seul point de contact sur la sortie centrale en dumet).

4° Le pont bolométrique

a des résistances de comparaison rigoureusement constantes dans les six sensibilités (résistances de référence) ;

est équilibré lorsque l'œil magique est au maximum d'ouverture.

5° Le pont différentiel

a des tensions en opposition de phase rigoureuse, ce qui n'est possible à réaliser pratiquement que si la source de courant 800 c/s a un taux d'harmonique très faible ;

est doté d'un appareil de mesure sensible et *fidèle* aux bornes de sa diagonale (ce qui exige un appareil de mesure précédé d'un amplificateur à contre-réaction de taux élevé).

6° Les sources d'alimentation

sont très stables. Un exemple fait comprendre la sévérité de cette condition :

Si le courant de référence varie, pour des causes accidentelles, de δI au cours de la mesure, i variera de δi et il en résultera une erreur de δ sur la valeur de Δi . Si Δi est de l'ordre de $1/100 i$,

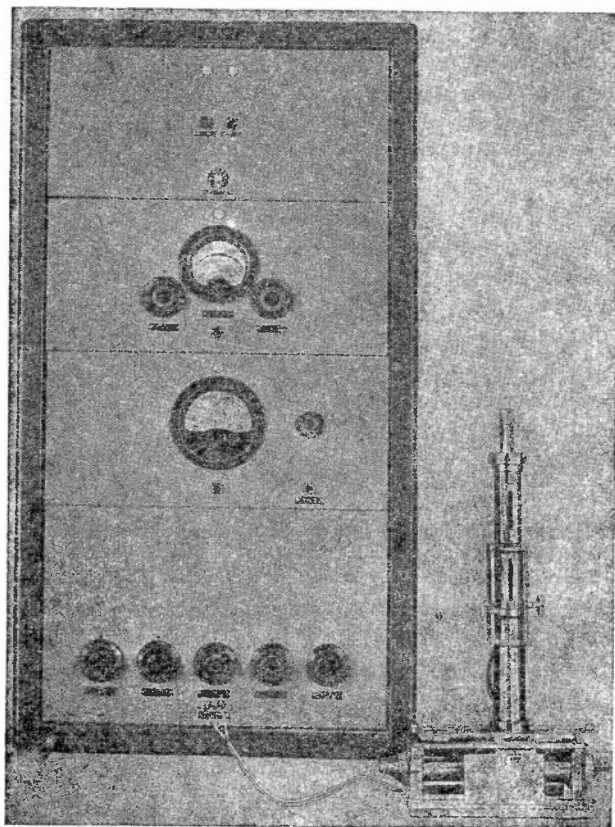


FIG. 13. — Wattmètre hyperfréquence. Vue d'ensemble.

et si on désire que l'erreur sur Δi due à l'instabilité du courant soit inférieure à 1 %, il est nécessaire que I soit stable à 1/10.000^e près.

Mesures.

La mesure de puissance s'effectue de la façon suivante :

Avant de placer l'antenne de la sonde bolométrique dans le champ hyperfréquence, on doit faire le zéro de l'appareil. Pour cela, on manœuvre les deux rhéostats de courant de chauffage et de courant de mesure pour faire l'équilibre du pont différentiel (appareil de mesure au zéro), puis du pont bolométrique (œil magique complètement ouvert). Nous déterminons ainsi la position du potentiomètre de chauffage dans chaque sensibilité avant de commencer une série de mesures. La stabilité du bolomètre est suffisante pour que cette position se conserve au cours d'une journée ;

On règle ensuite la sonde bolométrique à la longueur d'onde de travail par approximations successives, de façon à créer un régime d'ondes stationnaires et à placer le bolomètre en un ventre de courant ;

L'appareil étant réglé au zéro dans la sensibilité choisie, on cherche — en déplaçant la sonde sur sa glissière le long de la ligne de mesure — à se placer soit en ventre, soit en un nœud de courant (point correspondant au maximum ou au minimum de déséquilibre du pont bolométrique),

donec à la fermeture maximum de l'œil magique ;

Pour chacune des deux positions (ventre et nœud), on règle le courant de mesure de façon à rétablir l'équilibre du pont bolométrique, détruit par le chauffage hyperfréquence du bolomètre. L'appareil de mesure du pont différentiel dévie sous l'action de la variation de courant I , le produit des deux lectures en un ventre et un nœud, effectuées en racine carrée de watts, donne la puissance en watts transmise par la ligne de mesure. Si l'on a employé la deuxième sonde à petite sensibilité (enfonceur d'antenne réduit), on multiplie chacune des deux lectures par un coefficient constant.

L'appareil permet de mesurer, sans étalonnage préalable, des puissances transmises comprises entre 50 mW et 150 W sur une gamme de longueur d'ondes s'étendant entre 8 et 14 cm. avec une précision de ± 15 % environ.

Les deux appareils qui viennent d'être décrits ont nécessité des études délicates et longues afin de parvenir à une précision suffisante. Les auteurs de cette communication tiennent à rappeler l'importante contribution de M. Altovsky, qui appartenait à cette époque au Laboratoire Central de Télécommunications, et les travaux exécutés par Mlle Mikaelian pour la mise au point du wattmètre hyperfréquence.

Ces appareils, rappelons-le, ont été étudiés sur Contrat d'Etude du C.N.E.T. et ont été livrés à la fin de l'année 1945 aux Laboratoires Hyperfréquences de cette organisation, dirigés par M. Goudet.

LES PLAGES D'ADAPTATION DES ÉMETTEURS

(CAS D'UN COUPLAGE INDUCTIF DIRECT)

PAR

M. D. GLAZER et M. V. FAMILIER,

des Laboratoires

de la Société Industrielle des Procédés IOTH

INTRODUCTION

Le problème de l'adaptation à l'antenne des émetteurs est l'un des principaux parmi ceux qui se posent à l'ingénieur radioélectricien. Ce problème peut d'ailleurs présenter deux aspects différents :

a) Etant donné un émetteur déjà construit, déterminer l'ensemble de ses possibilités d'adaptation pour une fréquence donnée. L'antenne étant caractérisée par son terme résistif (R) et son terme réactif (jX) ceci revient à déterminer l'ensemble des couples (R, X) assurant « l'adaptation » de l'antenne, c'est-à-dire, le fonctionnement de l'émetteur dans les conditions de puissance et de rendement imposées. C'est cet ensemble des valeurs (R, X) ainsi définies que nous appelons « plage d'adaptation » de l'émetteur pour la fréquence donnée. Un raisonnement très simple permet de montrer que, dans le cas où l'ensemble du circuit oscillant de puissance et du système de couplage à l'antenne ne présente qu'un seul « degré de liberté » (un seul élément tel que self, capacité, etc... pouvant varier), la plage d'adaptation est une ligne dans le système d'axes (X, R). Si le nombre de degrés de liberté est égal ou supérieur à 2, la plage d'adaptation est une surface. Si maintenant nous voulons donner au problème envisagé toute la généralité dont il est susceptible, en faisant varier la fréquence du signal, il nous faudra envisager le système d'axes (f, R, X) dans l'espace. Il est facile de voir que dans le cas d'un seul degré de liberté la plage d'adaptation sera une surface gauche (dans l'espace), dans celui de 2 degrés de liberté — un volume. Le but de l'étude ci-dessous est d'indiquer une méthode permettant de construire ce volume d'adaptation dans le cas des couplages inductifs à l'antenne ce qui résout, en même temps, le premier aspect du problème posé.

b) Etant donné un émetteur à construire, déterminer rapidement la constitution et les caractéris-

tiques de l'ensemble des circuits d'anode de puissance et de couplage à l'antenne de façon à satisfaire, de la manière la plus rationnelle et la plus économique, aux exigences posées par l'aérien à employer, compte tenu de la gamme d'ondes à couvrir.

Il est facile de voir que, si nous savons résoudre le problème décrit en a), il nous sera possible d'exécuter l'opération inverse, c'est-à-dire, en connaissant la forme du volume d'adaptation (se déduisant des caractéristiques de l'aérien à employer), déterminer les circuits de puissance et de couplage.

L'on voit immédiatement à quoi correspondent, dans la pratique de l'ingénieur radioélectricien, les deux aspects du problème dont nous venons de nous occuper :

a) Le premier intéresse surtout l'ingénieur exploitant et correspond au cas, assez fréquent, où l'on impose, à un émetteur déjà en fonctionnement, un aérien nouveau, différent de celui pour lequel il a été conçu. La connaissance de la plage d'adaptation de l'émetteur permet alors de déterminer immédiatement si le nouveau mode d'exploitation est possible et dans la négative, d'indiquer les moyens additionnels d'adaptation nécessaires. Il est évident que ces considérations s'appliquent surtout aux émetteurs transportables de moyenne et faible puissance devant souvent fonctionner avec des antennes quelconques dont les dimensions et les caractéristiques varient avec les lieux d'exploitation.

b) Le deuxième aspect du problème intéresse l'ingénieur d'études, chargé de la construction d'un émetteur. La notion des « plages d'adaptation » constitue une voie d'attaque nouvelle et souvent très commode.

Nous nous proposons dans l'étude ci-dessous, de déterminer la forme des plages d'adaptation dans le cas le plus simple qui est celui d'un couplage inductif direct.

DETERMINATION DES PLAGES D'ADAPTATION DES EMETTEURS DANS LE CAS D'UN COUPLAGE INDUCTIF DIRECT A L'ANTENNE

I. — Position du problème.

Le problème que nous nous proposons de résoudre est le suivant : étant donné un circuit oscillant d'anode tel que celui représenté par la figure 1, déterminer l'ensemble des valeurs possibles de R_2 et de X telles que l'impédance vue entre les bornes (A, B) soit une résistance pure d'une valeur donnée (R_p). Il est facile de voir que dans le cas d'un émetteur, ($R_2 + jX$) représente l'impédance de l'antenne tandis que R_p est l'impédance d'adaptation du tube de puissance.

II. — Formules générales (voir fig. 1).

Soient :

R_s — partie résistive de l'impédance de la branche selfique du C. O. (compte tenu de la charge).

X_s — partie imaginaire de l'impédance de la branche selfique du C. O. (compte tenu de la charge).

$$x = \frac{R_p}{X_1};$$

$$y = \frac{X_2}{R_2};$$

$$z = \frac{X}{R_2};$$

k = coefficient de couplage entre le circuit anodique et le circuit d'antenne.

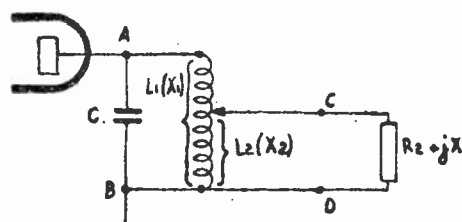


FIG. 1.

On trouve (voir annexe) :

$$x = \frac{1}{k^2 y} \{ 1 + [y(1 - k^2) + z]^2 \} \quad (1)$$

$$Q = \frac{1}{k^2 y} \{ 1 + (z + y)[z + y(1 - k^2)] \} \quad (2)$$

Q étant le coefficient de surtension du C. O. en charge, défini par le rapport x_s/r_s .

La solution du système d'équations (1), (2) nous conduit aux relations

$$R_2 = \frac{k^2 X_2 x}{1 + (x - Q)^2} \quad (3)$$

$$\text{et} \quad X = -(x - Q) R_2 + (k^2 - 1) X_2 \quad (4)$$

qui donnent les valeurs de R_2 et de X (éléments

d'antenne) en fonction des éléments du circuit (k , X_2) et des facteurs x et Q directement liés à ces éléments.

Les équations (3) et (4) peuvent être écrites sous la forme :

$$R_2 = \frac{k^2 R_p \left(\frac{L_2}{L_1} \right)}{1 + (x - Q)^2} \quad (5)$$

$$X = -(x - Q) R_2 + \frac{1}{x} (k^2 - 1) R_p \left(\frac{L_2}{L_1} \right) \quad (6)$$

III. — Détermination de la plage d'adaptation dans le cas d'un circuit oscillant de sortie à capacité fixe.

Nous appelons circuit oscillant à capacité fixe, un circuit oscillant dans lequel l'élément de réglage est constitué par la self L_1 (voir fig. 2), la variation d'accord étant obtenue au moyen d'un variomètre ou d'une prise de court-circuit réglable.

31. — Détermination de la plage d'adaptation dans le cas d'une fréquence unique.

Considérons une fréquence donnée f_0 ; si C (fig. 2) est donné, Q l'est aussi car on a $Q = R_p C \omega$ (R_p étant une donnée du problème). En ce qui concerne le facteur (x) figurant dans les équations (5) et (6), remarquons ce qui suit :

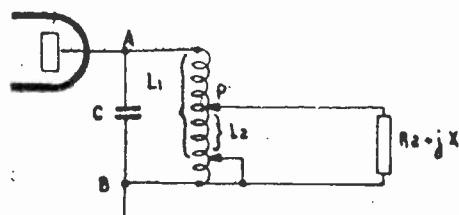


FIG. 2.

a) Pour $x = Q$ on réalise la condition de résonance entre la self L_1 et le condensateur C . Appelons L_{10} la valeur de la self correspondant à cette condition.

b) Quand $L_1 > L_{10}$ on a $x < Q$

c) Quand $L_1 < L_{10}$ on a $x > Q$.

Ceci étant, donnons-nous une valeur de $x = x_1$ telle que $x_1 < Q$, par exemple. Faisons varier k (c'est-à-dire L_2) en déplaçant la prise P et étudions, à l'aide des équations (5) et (6) la courbe décrite par le point figuratif de fonctionnement (R_2 , X).

Soit d'abord $k = k'$ et soit R_2' la valeur de R_2 correspondante (remarquons que cette valeur est nécessairement inférieure à R_p). Traçons maintenant une droite passant par l'origine des coordonnées et faisant avec l'axe des (R_2) un angle de coefficient angulaire $-(x - Q)$; marquons par la lettre N' le point d'intersection de cette droite avec la verticale issue du point F' (abscisse de R_2'). Il suffira de porter, à partir du point N' (et sur la même verticale), le segment

$$\frac{1}{x} (k^2 - 1) R_p \frac{L_2}{L_1}$$

pour obtenir le point figuratif M' correspondant

à k' . La figure 3 représente cette construction effectuée pour plusieurs valeurs de k . On remarquera que le terme $\frac{1}{x}(k^2 - 1) R_p \frac{L_2}{L_1}$ est toujours négatif, c'est-à-dire que la courbe cherchée se trouve toujours au-dessous de la droite $-(x - Q) R_2$; d'autre part, pour $k = 1$, le point figuratif se trouve sur cette droite même, le terme complémentaire étant nul.

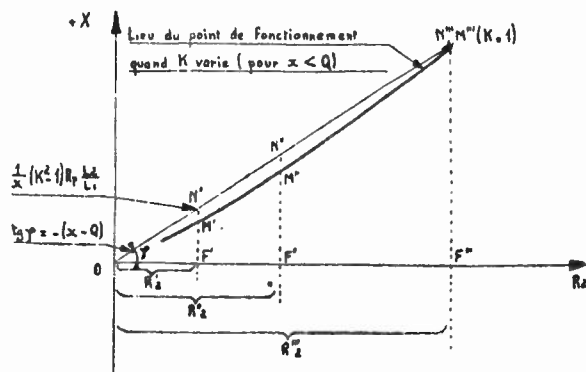


FIG. 3.

Si nous faisons la même construction pour plusieurs valeurs de x nous obtiendrions une série de tronçons de courbe semblables au tronçon que nous venons de éliminer (voir fig. 4). On remarquera aussi que tous les points tels que $N_1, N_2, N_3, N_4, N_5, N_6$, etc. correspondant à la condition $k = 1$ se trouvent sur un cercle (C) de diamètre R_p , tangent à l'axe des (X) au point 0 et dont le centre se trouve sur l'axe des (R_2). En effet, pour $k = 1$ l'on a :

$$R_2 = \frac{R_p}{1 + (x - Q)^2} \quad (7)$$

$$X = -(x - Q) R_2 \quad (8)$$

Tirons $(x - Q)$ de (8) et substituons la valeur trouvée dans (7). On a :

$$R_2 - R_p R_2 + X^2 = 0 \quad (9)$$

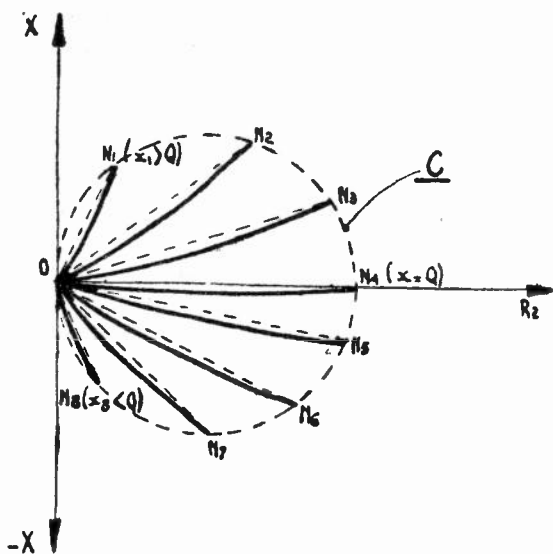


FIG. 4.

L'équation (6) représente bien le cercle défini ci-dessus.

Ainsi donc, quand la valeur de x passe de x_8 à

x_1 (voir fig. 4), c'est-à-dire, quand la self L_1 augmente progressivement à partir d'une valeur inférieure à L_{10} (résonance avec C) jusqu'à une valeur supérieure à L_{10} , le tronçon (ON_8) balaie (tout en se déformant) une surface limitée par le cercle (C) et comprise entre (ON_8) et (ON_1) . Cette surface représentée par la figure 6 est la plage d'adaptation cherchée correspondant à la variation envisagée de la self L_1 compte tenu de l'ensemble des positions possibles, de la prise de couplage P.

L'étude entreprise dans ce paragraphe n'a été jusqu'à présent que qualitative, du moins en ce qui concerne certains détails ; en effet, ne connaissant pas la relation existant entre k et (L_2/L_1) , nous ne pouvons qu'estimer grossièrement la valeur des termes

$$k^2 R_p \frac{L_2}{L_1} \quad \text{et} \quad \frac{1}{x}(k^2 - 1) R_p \cdot \frac{L_2}{L_1}$$

figurant dans les équations (5) et (6).

Il est donc nécessaire de préciser ces notions et dans ce but nous nous proposons de :

311 — Etablir la relation donnant k en fonction du rapport (L_2/L_1) .

312 — Traiter un exemple numérique précis.

313 — Tirer les conclusions générales.

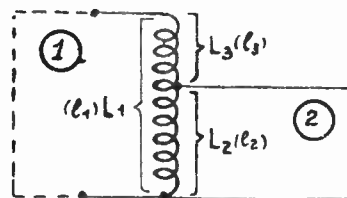


FIG. 5.

311 — Etablissement de la relation $k = f\left(\frac{L_2}{L_1}\right)$.

Les notations sont celles de la figure 5, l_1, l_2 et l_3 représentant les longueurs des tronçons des selfs correspondantes. On a :

$$L_1 = L_2 + L_3 + 2 M'$$

Or, entre les circuits (1) et (2), le coefficient d'induction mutuelle composé est :

$$M = M' + L_2$$

d'où :

$$k = \frac{L_1 + L_2 - L_3}{2 \sqrt{L_1 L_2}} \quad (10)$$

Considérons la formule de Nagaoka :

$$L = D n^2 F \quad (11)$$

où :

L = valeur de la self à déterminer.

l = longueur de la self.

n = nombre de spires.

$F = f\left(\frac{l}{D}\right)$, fonction donnée par des tables.

En combinant (10) et (11) après avoir posé :

$$x = \frac{l_2}{l_1}$$

$$\delta = \frac{l_3}{D}$$

on a :

$$2k = \frac{F_1 + x^2 F_2 - (1 - x)^2 F_3}{\sqrt{F_1 \cdot F_2}} \quad (12)$$

$$\frac{L_2}{L_1} = x^2 \frac{F_2}{F_1} \quad (13)$$

Les coefficients F_1 , F_2 et F_3 se rapportent respectivement aux fractions de la self correspondant à l_1 , l_2 et l_3 .

Ces formules nous permettent de tracer les courbes $k = f\left(\frac{L_2}{L_1}\right)$ pour différentes valeurs du paramètre δ caractérisant la self employée (voir fig. 6).

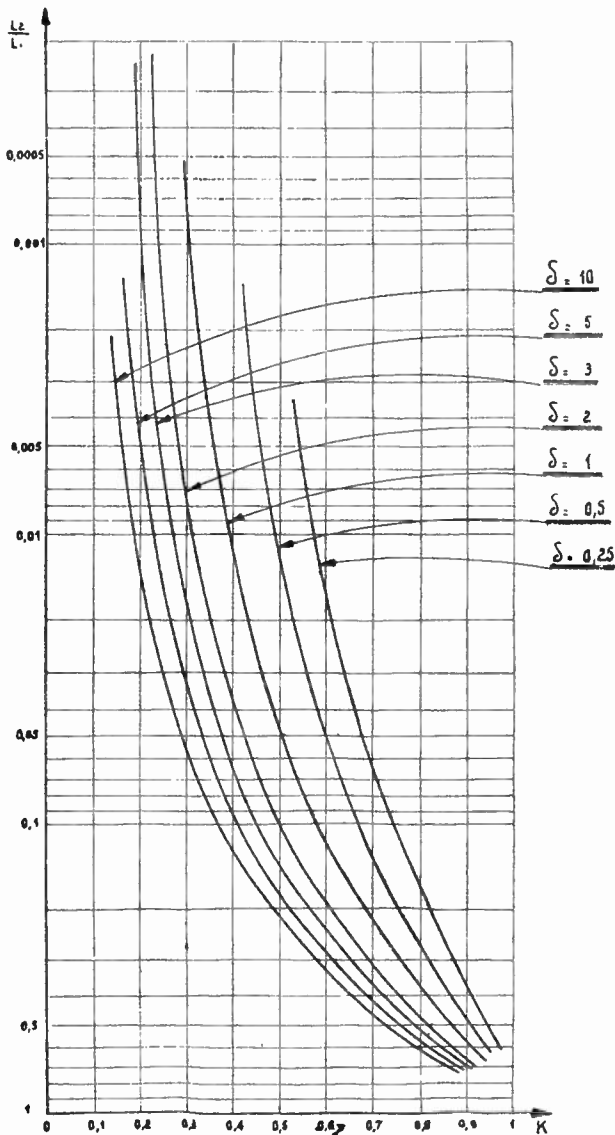


FIG. 6

312 — Exemple numérique.

Soit un étage de sortie correspondant au schéma de la figure 9. Les données du problème sont :

$$C = 1000 \mu\text{F}, F = 1 \text{ Mc}, R_p = 1250 \Omega,$$

$$Q = R_p C \omega = 8,35,$$

$$\delta_0 = 1 (\delta_0 \text{ étant la valeur du paramètre } \delta = l_1/D)$$

pour la résonance entre L_1 et C , c'est-à-dire pour : $L_1 = L_{10}$ et $\delta_{\max} = 2$.

Le calcul a été effectué pour les valeurs suivantes de δ :

$$\delta_{\min} = 0,8 \quad \delta_0 = 1, \quad \delta' = 1,2, \quad \delta'' = 1,4 \quad \text{et} \quad \delta_{\max} = 2.$$

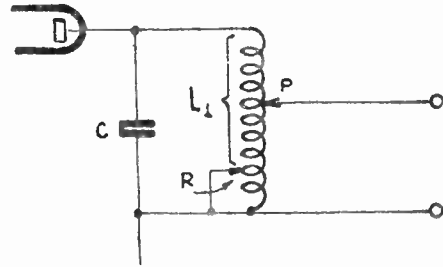


FIG. 7

Nous avons d'abord déterminé les valeurs de L_1 correspondantes :

$$L_{1\min}, L_{10}, L_1', L_1'' \text{ et } L_{1\max}$$

d'où :

$$x_{\max}, x_0 = Q, x', x'' \text{ et } x_{\min}.$$

Le diagramme de la figure 9 résulte alors des calculs très simples effectués au moyen des équations (5) et (6) et des courbes de la figure 6. Ce diagramme représente les cinq caractéristiques à « self primaire L_1 constante » correspondant respectivement à $L_{1\min}$, L_{10} , etc.. La surface limitée par le cercle ($k = 1$) et comprise entre les droites ($L_{1\min}$) et ($L_{1\max}$) est la plage d'adaptation cherchée.

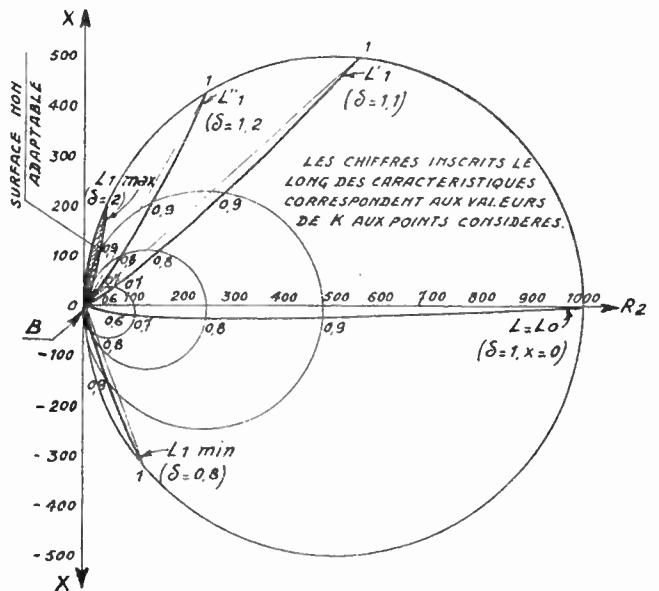


FIG. 8

Ainsi donc la figure 8 prouve le bien-fondé de l'analyse qualitative entreprise au § 31, analyse basée sur l'inspection directe des équations (5) et (6). Cependant, pour des faibles valeurs de R_p (et de k), les caractéristiques se déforment, comme le montre la figure 9 qui explicite la région voisine de l'origine de coordonnées de la figure 8. Les caractéristiques s'incurvent fortement vers le bas

et passent au-dessous de l'axe des (R_2) . Ce point est important et nous y reviendrons dans le paragraphe suivant.

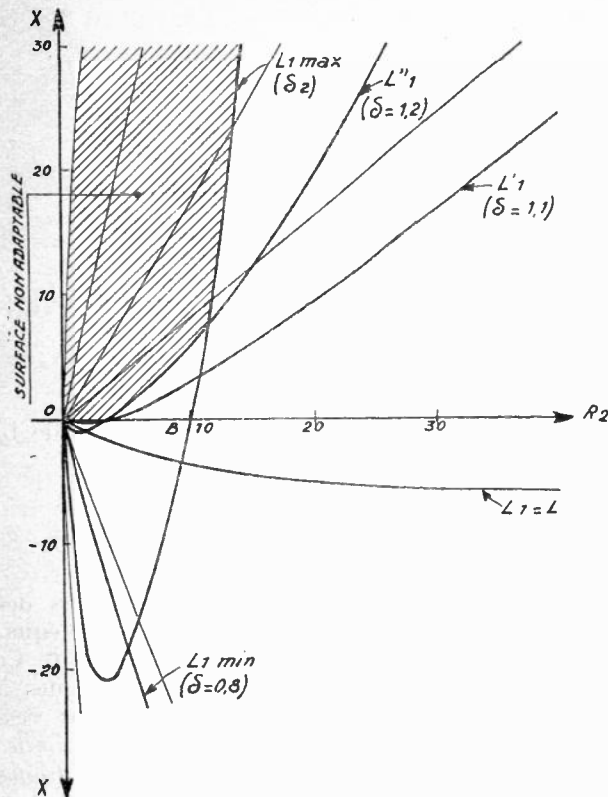


FIG. 9

313 — Conclusions.

Les courbes relatives aux différentes valeurs de L_1 représentées par les figures 8 et 9 ne présentent, en vérité, qu'un intérêt théorique. Pratiquement, ce qui intéresse l'exploitant d'un émetteur, ou l'ingénieur d'études, c'est la surface totale d'adaptation « exploitable ». Or, cette surface est limitée par les caractéristiques correspondant respectivement à $L_{1\min}$ et $L_{1\max}$ (voir aussi fig. 4).

— Limitation par $L_{1\min}$:

La plage « morte » correspondant à $L_{1\min}$ peut être pratiquement annulée car $L_{1\min}$ peut être rendu aussi faible qu'on le désire.

— Limitation par $L_{1\max}$:

Deux facteurs interviennent dans ce cas :

1° La limitation générale correspondant approximativement à la droite ON' (voir fig. 4) de coefficient angulaire $-(x_{\min} - Q)$. A ce point de vue, l'augmentation de la self L_1 , chose en général possible, permet de réduire au minimum la plage « morte ».

2° La limitation particulière aux faibles valeurs de R_2 (voir plus haut 312 c) qui se traduit pratiquement par le fait que la caractéristique correspondant à $L_{1\max}$, au lieu de passer par l'origine des coordonnées, commence au point B (voir fig. 8 et 9) caractérisé par une certaine valeur de R_2 . Pratiquement on n'aura à considérer la plage « morte » ainsi créée que pour les antennes dont la résistance totale (résistance de terre + résistance de rayonnement) ne dépasse pas une dizaine d'ohms : ceci

ne s'applique qu'aux installations très soignées à ondes moyennes. On pourra d'ailleurs, dans ce cas, déterminer quelques points de la caractéristique relative à $L_{1\max}$, pour délimiter la partie de la plage « morte » avoisinant l'origine.

En résumé :

Pour déterminer la surface d'adaptation d'un étage de sortie à couplage direct à l'antenne on procédera comme suit :

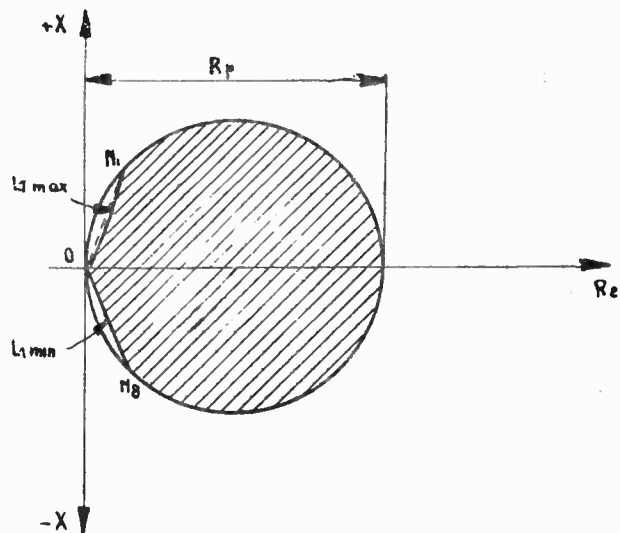


FIG. 10

a) On tracera un cercle tangent à l'axe des (X) à l'origine, d'un diamètre égal à R_p (résistance d'adaptation du tube).

b) On tracera deux droites passant par l'origine dont les coefficients angulaires soient respectivement égaux à $-(x_{\min} - Q)$ et $-(x_{\max} - Q)$ avec $x_{\min} = R_p/L_{1\max} \omega$ et $x_{\max} = R_p/L_{1\min} \omega$.

c) La surface d'adaptation cherchée est limitée par le cercle et comprise entre les deux droites définies plus haut (aux réserves près exprimées ci-dessus en ce qui touche à la limitation par $L_{1\max}$).

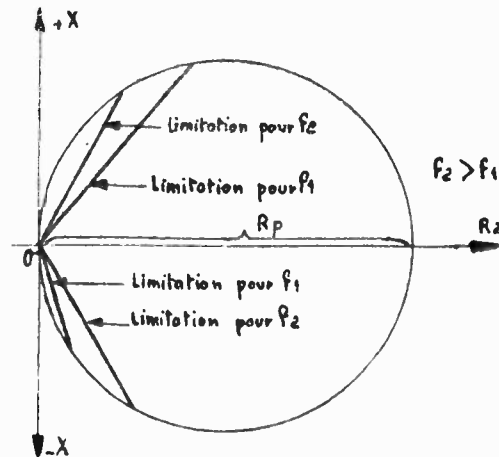


FIG. 11

32 — Détermination de la plage d'adaptation dans les cas d'une gamme continue de fréquence.

Supposons que nous ayons déterminé la surface d'adaptation pour une fréquence donnée f_1 .

Pour une autre fréquence $f_2 = n f_1$ on aura la même surface au déplacement près des caractéristiques de limitation ($L_{1\min}$) et $L_{1\max}$) dont les droites-supports auront respectivement pour coefficients angulaires :

$$-\left(\frac{x_{\max}}{n} - n Q_1\right)$$

et

$$-\left(\frac{x_{\min}}{n} - n Q_1\right)$$

Q_1 , $x_{\max}$ et $x_{\min}$ étant les valeurs de Q et de x correspondant à la fréquence ancienne f_1 . La figure 11 montre ce déplacement pour les cas où $f_2 > f_1$.

L'on voit donc qu'en donnant au problème considéré toute sa généralité, ce qui consiste à le traiter dans un système de trois axes R_2 , X et f (fréquence), on arrive, pour la plage totale d'adaptation, à un volume représenté par un cylindre tangent à l'axe des fréquences et dont le diamètre est R_p (abstraction faite, évidemment, des régions « mortes » se trouvant en dehors des surfaces gauches correspondant à $L_{1\min}$ et $L_{1\max}$). La figure 12 représente un tel volume.

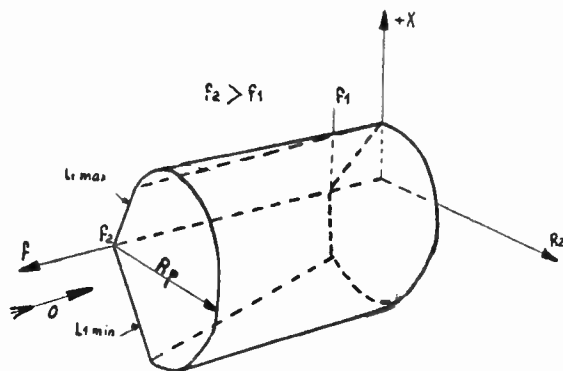


FIG. 12

IV. — Détermination de la plage d'adaptation dans le cas d'un circuit oscillant de sortie à self fixe.

Nous appelons circuit oscillant à self fixe un circuit oscillant dans lequel l'élément de réglage est constitué par le condensateur C (voir fig. 13).

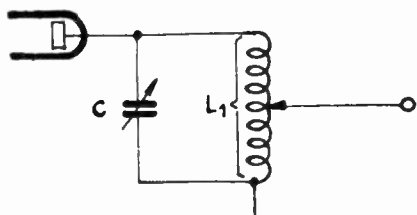


FIG. 13

41 — Détermination de la plage d'adaptation dans le cas d'une fréquence unique.

Dans le cas précédent (capacité fixe) le coefficient de surtension Q était constant pendant que $x = R_p/L_1 \omega$ variait avec L_1 ; maintenant x reste constant et c'est $Q = R_p C \omega$ qui varie avec C . Il est facile de voir que la surface d'adaptation est encore celle comprise dans un cercle de rayon R_p et

limitée par les caractéristiques correspondant à $C_{\min}$ et $C_{\max}$.

Donc, pour déterminer la surface d'adaptation d'un étage de sortie à self fixe et à couplage direct à l'antenne on procédera comme suit :

a) On tracera un cercle tangent à l'axe des (X) à l'origine, d'un diamètre égal à R_p (résistance d'adaptation du tube).

b) On tracera deux droites passant par l'origine dont les coefficients angulaires soient respectivement égaux à $-(x - Q_{\min})$ et $-(x - Q_{\max})$, avec $Q_{\min} = R_p C_{\min} \omega$ et $Q_{\max} = R_p C_{\max}$.

c) La surface d'adaptation cherchée est limitée par le cercle et comprise entre les deux droites définies plus haut [aux réserves près exprimées dans le § 31 c en ce qui touche la limitation par $L_{\max}$ ($C_{\max}$ dans le cas actuel)].

On voit donc que la surface d'adaptation utile comprise entre les droites $C_{\min}$ et $C_{\max}$ dépend des limites $Q_{\min}$ et $Q_{\max}$ assignées au coefficient de surtension et sera, en général, beaucoup plus faible que celle pouvant être obtenue dans le cas d'un circuit à capacité fixe.

42 — Détermination de la plage d'adaptation dans le cas d'une gamme continue de fréquence.

Dans le cas d'une gamme continue de fréquence, la plage d'adaptation est un volume cylindrique analogue à celui représenté par la figure 12.

V. — Détermination de la plage d'adaptation dans le cas d'un circuit oscillant de sortie à self et capacité variables.

L'étude de ce cas n'est qu'une application des résultats obtenus ci-dessus, aux §§ 3 et 4. L'on voit, en particulier, que les coefficients angulaires des droites de limitation sont respectivement $-(x_{\max} - Q_{\min})$ et $-(x_{\min} - Q_{\max})$. Quand il s'agit d'une fréquence unique, la rotation supplémentaire qu'il est possible d'imprimer aux droites de limitation par l'intermédiaire du facteur $Q_{\min}$ (ou $Q_{\max}$) qui sont fonction de la valeur de la capacité C , n'a pas d'intérêt, car le même effet aurait pu être obtenu par une diminution ou une augmentation de la self. Par contre, dans le cas d'une gamme de fréquences à couvrir, l'examen de la formule $Q = R_p C \omega$ montre qu'en faisant varier C il est possible de maintenir Q constant sur toute la gamme.

VI. — Conclusions.

L'étude que nous venons de terminer nous permet de tirer les conclusions suivantes

1) Toutes autres choses égales d'ailleurs, la surface d'adaptation d'un couplage direct est proportionnelle au diamètre du cercle d'adaptation, donc à R_p (résistance d'adaptation du tube de puissance).

2) Le couplage direct présente une surface symétrique par rapport à l'axe des (R_2) c'est-à-dire qu'il avantage dans la même mesure les antennes à terme capacitif et celles à terme selfique. C'est à cause de cette circonstance que l'usage du couplage direct est devenu presque exclusif dans le

cas des petits émetteurs militaires pouvant être appelés à fonctionner avec des aériens de fortune.

3) En ce qui concerne les mérites respectifs des schémas à self fixe, à capacité fixe ou à self et capacité variables, on remarquera que le circuit à self fixe est à rejeter à cause de la plage d'adaptation réduite (voir 4). On emploiera donc, d'une manière générale, le circuit à capacité fixe et on ne rendra le condensateur variable que dans le cas où l'on désirerait maintenir, dans la gamme de fréquence considérée, la constance du coefficient de surtension.

VII. — Exemple d'application.

Cette application a trait à un émetteur de trafic de 600 watts équipé d'un tube Philips PB 2/500 alimenté sous 2.000 volts et prévu pour couvrir la gamme de 50 à 100 mètres. Le circuit de sortie est à capacité fixe ($C = 140 \mu\text{F}$). La valeur maxima de la self d'accord (variable) L_1 est de $35 \mu\text{H}$ (voir fig. 14).

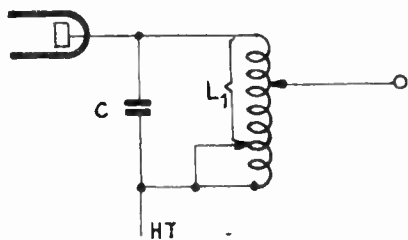


FIG. 14

Proposons-nous de vérifier si la gamme d'ondes ci-dessus peut être couverte, l'émetteur fonctionnant sur une antenne unifilaire d'une longueur fixe — et dans l'affirmative — de déterminer la longueur approximative de cette antenne.

Déterminons d'abord la valeur de la résistance d'adaptation R_p du tube PB 2/500.

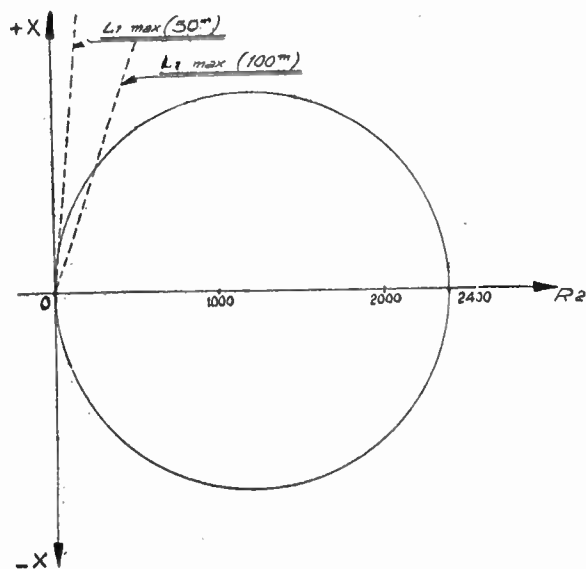


FIG. 15

Soient V_{cc} = tension continue appliquée au tube.
 V_a = tension efficace H. F.

Si l'on pose $V_a \sqrt{2} \cong 0,8 V_{cc}$

On a $V_a = 1100 \text{ V. eff.}$

D'où : $R_p = \frac{V_a^2}{P} \cong 2000 \Omega$

Traçons la plage d'adaptation (ou plutôt la vue « en bout » du cylindre d'adaptation, voir figure 12, flèche C) ainsi que les droites de limitation L_{max} .

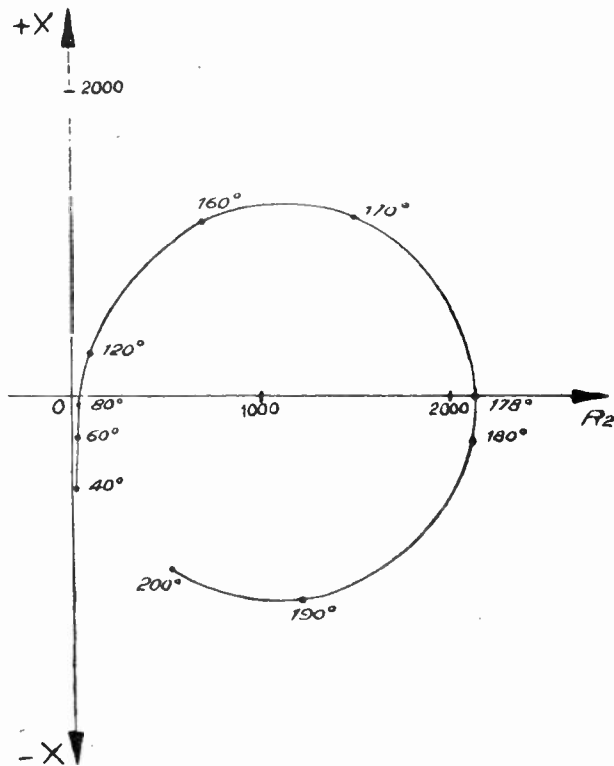


FIG. 16

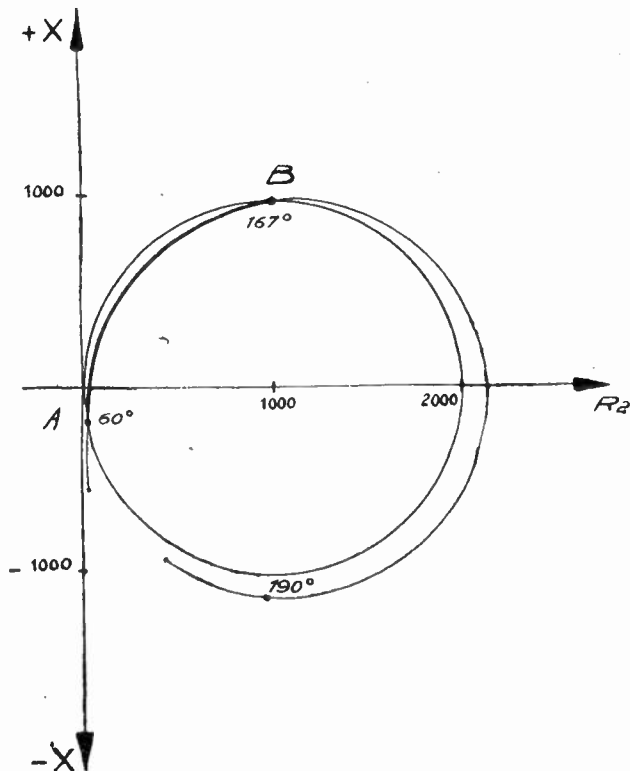


FIG. 17

et $L_{1\min}$ correspondant aux fréquences extrêmes de la gamme.

On a, pour les coefficients angulaires de ces droites :

$$\begin{aligned} \text{pour : } &= 50 \text{ m. : } \operatorname{tg} \varphi' = 11,6 \\ \text{pour : } &= 100 \text{ m. : } \operatorname{tg} \varphi'' = 3 \end{aligned}$$

La plage d'adaptation ainsi obtenue est représentée par la figure 15.

Considérons maintenant le diagramme général correspondant à une antenne unifilaire, représenté par la figure 16. Ce diagramme représente la variation du terme résistif et du terme imaginaire d'un aérien constitué par un fil vertical sans capacité terminale, quand la fréquence du signal varie. Les nombres portés en regard de la courbe correspondent à l'angle électrique sur l'antenne relatif au point considéré. (La figure se rapporte strictement à un fil vertical dont l'impédance caractéristique serait de 1000 Ω environ, mais elle est encore applicable au cas qui nous intéresse.)

Superposons maintenant le diagramme de la figure 16 à la surface d'adaptation représentée par la figure 15. La gamme adaptable est alors représentée par le segment AB et l'on voit tout de suite que le rapport des fréquences extrêmes est de $167/60 = 2,8$.

Ainsi donc, théoriquement, on pourra couvrir la gamme de 50 à $50 \times 2,8 = 140$ m. (au lieu de 100 m.). La longueur nécessaire d'antenne sera de :

$$l = \frac{167^\circ}{360^\circ} \cdot 50 = 23 \text{ m.}$$

Il est évident que les résultats numériques trouvés ci-dessus ne peuvent prétendre à une précision dépassant 15 à 20 % dans les conditions les meilleures. En effet, le diagramme d'antenne que nous avons employé ne s'applique en toute rigueur qu'à un aérien vertical en terrain dégagé ; la résistance d'adaptation R_p que nous avons calculée est, comme on le sait, une valeur essentiellement « élastique » dans un étage classe C, pouvant se modifier dans d'assez larges limites, sans entraîner des variations importantes de la puissance utile et du rendement. D'autre part, nous n'avons pas tenu compte de la résistance de terre.

Cependant, ces résultats, pour approchés qu'ils soient, n'en présentent pas moins un intérêt pratique certain, car leur connaissance permet de dégrossir rapidement un problème et d'éviter des tâtonnements longs et coûteux.

ANNEXE

Etablissement des équations (1) et (2) (page 1).

Reprenons la figure 1 : (de l'annexe).

Calculons l'impédance Z_1 que présente la branche inductive du circuit primaire compte tenu de la présence du secondaire. On a :

$$Z_1 = j X_1 + \frac{(M \omega)^2}{R_2 + j (X_2 + X)} \quad (1)$$

et, en posant : $M = K \sqrt{L_1 L_2}$

$$\begin{aligned} Z_1 = & R_2 \frac{K^2 X_1 X_2}{R_2^2 + (X + X_2)^2} + \\ & + j X_1 \frac{R_2^2 + (X + X_2) [X + X_2 (1 - K^2)]}{R_2^2 + (X + X_2)^2} \end{aligned} \quad (2)$$

Tout se passe comme si nous avions, en série, une résistance :

$$R = R_2 \frac{K^2 X_1 X_2}{R_2^2 + (X + X_2)^2} \quad (3)$$

et une réactance :

$$X_s = X_1 \frac{R_2^2 + (X + X_2) [X + X_2 (1 - K^2)]}{R_2^2 + (X + X_2)^2} \quad (4)$$

Décomposons l'impédance Z_1 en une résistance parallèle R_p et une réactance parallèle X_p (voir fig. 2 de l'annexe).

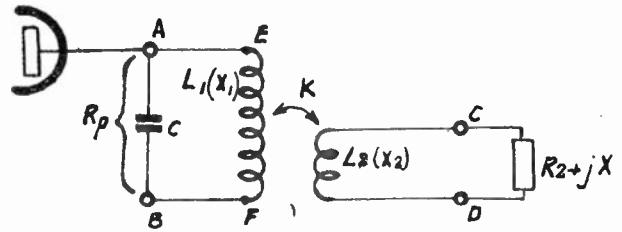


FIG. 1

On a :

$$R_p = \frac{X_1}{K^2 X_2} \left[R_2 + \frac{[X_2 (1 - K^2) + X]^2}{R_2} \right] \quad (5)$$

$$X_p = \frac{X_1 \{ R_2^2 + [X_2 (1 - K^2) + X]^2 \}}{R_2^2 + X_2^2 (1 - K^2) + X [X_2 + X_2 + X_2 (1 - K^2)]} \quad (6)$$

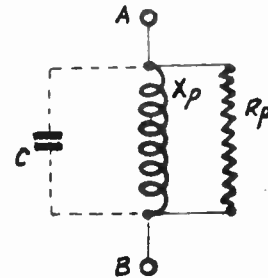


FIG. 2

Le circuit est accordé quand X_p est compensé par C, c'est-à-dire quand :

$$X_p = \frac{1}{C \omega} \quad (7)$$

$$\text{Posons : } x = \frac{R_p}{X_1}, \quad y = \frac{X_2}{R_2} \text{ et } z = \frac{X}{R_2}$$

L'équation (5) deviendra :

$$x = \frac{1}{K^2 y} \{ 1 + [y (1 - K^2) + z]^2 \} \quad (8)$$

D'autre part :

$$Q = \frac{X_s}{R_s} = \frac{1 + (z + y) [z + y (1 - K^2)]}{K^2 y} \quad (9)$$

Les équations (8) et (9) sont les relations cherchées.

J.-L. BAIRD (1888-1946) ⁽¹⁾

PAR

R. BARTHELEMY

Membre de l'Institut

Président de la Section d'études Télévision de la Société des Radioélectriciens

Une lettre de la Compagnie J. L. Baird Limited m'a annoncé le décès de son fondateur, le 13 juin.

C'est le pionnier de la Télévision anglaise qui disparaît prématurément.

J. L. Baird avait, en effet, commencé en 1925 des essais qui réussirent très vite avec des analyseurs mécaniques (disques et lampes au néon).

Il commença des émissions par radio, sur ondes moyennes; et il y a une vingtaine d'années, c'est dans le petit local de « Long Acre Street » que j'aperçus, pour la première fois, une physiologie humaine par télévision.

Son 30 lignes, à 12 images secondes, fut, sans conteste, sur son initiative, la première exploitation tentée au monde. La B.B.C. la conserva jusqu'en 1935.

On retrouve dans les nombreux brevets qu'il a déposés, depuis le début, son esprit inventif qui avait prévu, dès 1926, l'entrelacé multiple, puis la couleur.

Les disques à lentilles, préconisées par M. Brillouin en 1892 avaient sa faveur. Il en fit des projecteurs pour un grand écran et, vers 1933, il montait sur un verre dépoli d'un mètre cinquante, un premier essai à 120 lignes en *couleurs*, en prise de vues directes.

Son attachement aux procédés mécaniques ne lui permit pas de conserver la première place dans les émissions britanniques; il n'en continua pas moins son effort, et sa Compagnie, s'orientant vers l'électronique, avait présenté une excellente réalisation de l'analyseur de Télécinéma, type Farnsworth.

La guerre vint. Elle bouleversa les situations; et J. Baird continua seul ses études dans son petit laboratoire de Crys-Palace.

C'est là que je le retrouvai, en septembre dernier, sa santé était déjà très précaire, il pouvait à peine parler. Cependant, il tint à me présenter son tube récepteur bicolore, première réalisation d'une télévision en couleurs sans filtres tournants.



Jusqu'au dernier moment, l'inventeur ne céda pas. Il m'écrivait, il y a trois semaines : « Quand vous viendrez à Londres, je vous montrerai des projets révolutionnaires. »

Hélas, il n'en eut pas le temps; et avec J. Logie Baird disparaît une figure sympathique, qui restera inséparable des sévères débuts de la Télévision.

Je crois traduire vos sentiments, Messieurs, en exprimant à Mme Baird et aux collaborateurs et amis du grand novateur, nos condoléances émues.

(1) Communication présentée devant la 4^e section de la Société des Radioélectriciens le 28 juin 1946.